

Ricevitore National HRO-5TA1

Storia, analisi ed aggiornamenti di uno tra i più famosi ed originali radiorecettori VLF-HF di tutti i tempi

(Gianfranco Sabbadini - I2SG)



1 – UN’IDEA BRILLANTE E LONGEVA

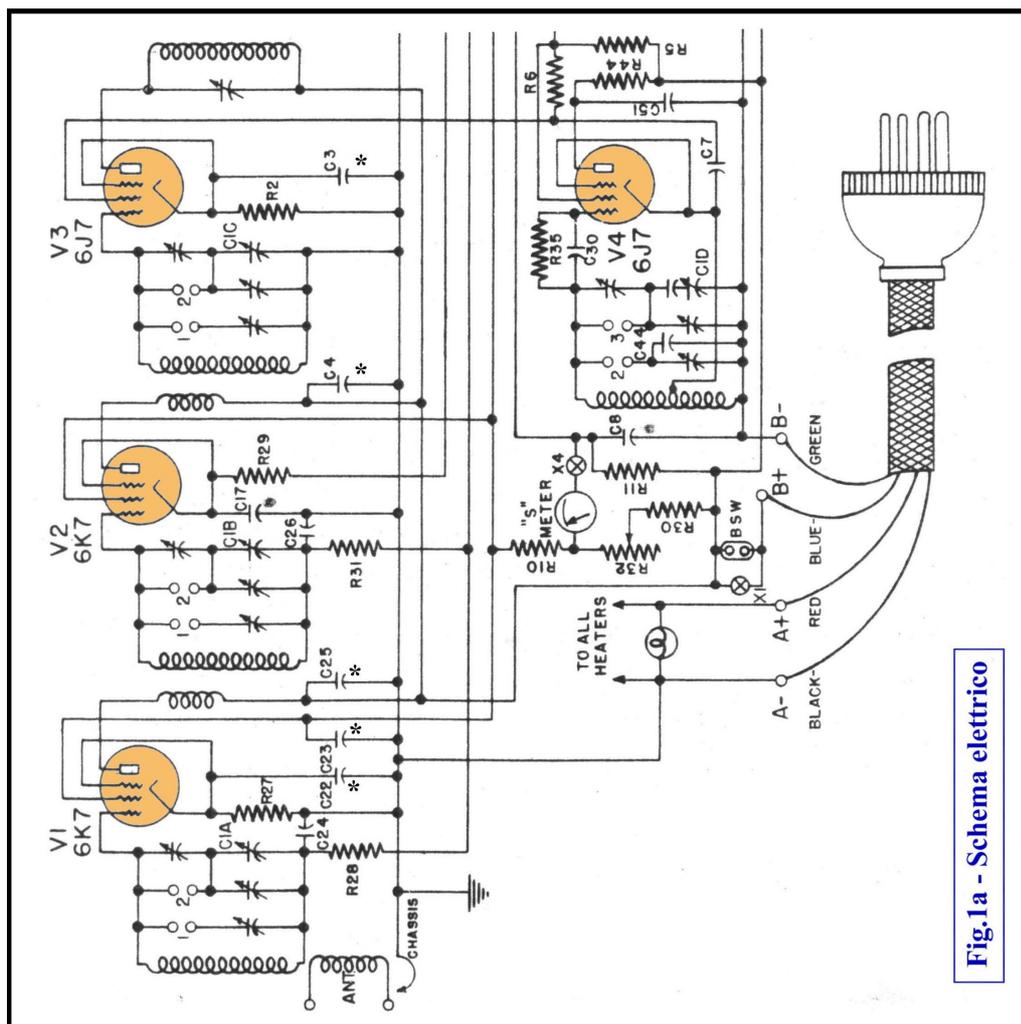
Se qualcuno mi chiedesse quale fosse stato il migliore ricevitore HF Americano nella seconda Guerra Mondiale, non avrei dubbi nell’indicare il modello **HRO** della National Company. Questa Casa fu costituita nel 1914 come “National Toy Company” con capitale iniziale di 1000 \$ e costruiva giocattoli con gran successo sicché pochi anni dopo, nel 1916, distribuiva un dividendo di 8000 \$ ai 3 azionisti fondatori. Entro pochi anni la produzione si diversificava, includendo anche componenti radio. Durante un viaggio d’affari nel 1924, i tre soci fondatori conobbero giovane ingegnere meccanico ed elettrotecnico, James Millen, che in poco tempo avrebbe impresso una svolta decisiva all’attività della National. James Millen (W1HX) già noto prima del completamento degli studi universitari per i numerosi articoli inerenti alla radio pubblicati in diverse riviste e con un’attività in proprio avviata nel 1922, svolge consulenze per la National nel 1926 e in compartecipazione come *General Manager* e *Chief Engineer* dal 1928. Il primo ricevitore per Onde Corte prodotto dalla National è il modello **SW2**. (*Short Wave 2 tubes*) Trattasi di un ricevitore con uno stadio amplificatore RF ed un rivelatore a reazione, con progetto ottenuto dalla “RCA Communication Laboratory” e venduto dalla General Electric nell’America del Sud. Tra i ricevitori a reazione, la versione più conosciuta della National è il modello **SW3**, prodotto dal 1933 al 1948. L’importanza di un’eccellente progettazione e costruzione meccanica associata alla parte elettrica – senza compromessi – è stata sempre perseguita da J. Millen ed il ricevitore **HRO** è un ottimo esempio di questa filosofia che la National chiamava con orgoglio “*Designed for Application*”. Allo scopo J. Millen era un instancabile viaggiatore in tutto il mondo nella ricerca dei nuovi materiali, tecnologie innovative e soluzioni per ottenere il meglio in termini di risultati. Ad esempio è stato il primo ad introdurre in America le nuove plastiche (polystirene) a basse perdite sviluppate in Europa per stampare (a caldo) componenti chiave quali supporti per bobine e zoccoli. E’ stato pioniere anche nella realizzazione di schermi magnetici in Mu-Metal, partendo dai lingotti commercialmente disponibili, per applicazione nei tubi a raggi catodici, fotomoltiplicatori e *klystron*. Il tipo **AGS** (acronimo di: *Aeronautical Ground Station*) è il primo ricevitore supereterodina National di elevate prestazioni, sviluppato nel 1932 in collaborazione con ingegneri governativi, a fronte di un contratto del *Department of Commerce* per un moderno sistema di comunicazioni dedicato

al traffico aereo.(la General Electric forniva i trasmettitori) Nel 1933-34 venne introdotta la versione radiantistica **AGS-X** dotata di filtro a cristallo e bobine *bandspread* per le bande radiantistiche. Il rapido sviluppo dell'aviazione in quel periodo rese presto evidente la necessità di un nuovo apparecchio, che superasse le limitazioni del tipo **AGS** per consentire collegamenti radio sicuri ed affidabili. Robert Hoover Jr. - responsabile delle comunicazioni radio della Western Airlines e rappresentante informale delle Compagnie aeree - venne incaricato dal *Bureau of Aeronautical Commerce* di coordinare il lavoro del progetto. Hoover che viveva a Pasadena in California ed insegnava *part-time* al Californian Institute of Technology, contattò la National sia per l'esperienza acquisita dalla Casa con i ricevitori **AGS**, sia per le riconosciute capacità manifatturiere della componentistica. Hoover allestì un laboratorio nel proprio garage, chiamando allo sviluppo H.Morgan della Western Electric ed altri tecnici per lo studio e sviluppo circuitale. Millen e Hoover posero le basi delle caratteristiche del nuovo apparecchio. Doveva possedere caratteristiche ineguagliabili: massima sensibilità con doppio circuito di preselezione RF per una buona reiezione immagine (2 stadi), bobine *plug-in* in singolo contenitore per il massimo risultato in termini di stabilità e ripetibilità, alimentatore esterno per contenere l'aumento di temperatura e quindi la deriva termica, buon AGC, filtro a cristallo regolabile, S-meter e possibilità di *bandspread* per non escludere la quota del mercato radiantistico che la National era determinata a coltivare. La precisione e la ripetibilità di lettura della frequenza richiesta posero problemi che furono risolti forzando tolleranze molto strette per alcune parti ed impiegando un sistema meccanico, senza gioco, basato su vite senza fine e doppia corona dentata caricata con molla, per il trascinamento del condensatore variabile di sintonia. La scala di lettura della sintonia è derivata invece dal giroscopio della Sperry che ha il quadrante principale dotato di un indicatore rotativo interno con un sistema di trascinamento ellittico. La lettura da 0 a 500 è ottenuta attraverso la finestrella superiore delle 5 ricavate nel quadrante esterno. In tal modo con 10 giri del meccanismo si ottiene una risoluzione equivalente ad una scala lineare lunga 3,6 metri. Lo sviluppo coordinato fu suddiviso tra due gruppi di lavoro distanti 5000Km, assegnando a ciascuno una scala dettagliata degli obiettivi e tempi: James Millen pilotava il gruppo per il progetto meccanico nella East Coast, nello stabilimento National, a Malden (Massachusetts) ed Herbert Hoover Jr. coordinava i progettisti del circuito elettrico nella West Coast in California. Questo fatto pose sotto pressione i progettisti d'entrambi i gruppi per mantenere in modo stretto le scadenze programmate. I meccanici attrezzisti di Malden dovendo identificare con un codice le numerose ore di lavoro straordinario e non avendone alcuno, ne inventarono uno: **HOR**, prendendo le lettere iniziali di "**Hell of a Rush**". (In fretta e furia) Conosciuto come **HOR**, il primo prototipo fu portato da Millen a Pasadena per la valutazione. Piccoli problemi furono rimossi ed il risultato fu un successo. Nella fase finale qualcuno sollevò dubbi sul nome **HOR** sicché le lettere furono scambiate, chiamando il nuovo ricevitore **HRO** intendendo identificare "**Hellowa Rush Order**" (Ordine maledettamente urgente) Questo cambiamento fu deciso appena in tempo per la pubblicazione della prima pagina pubblicitaria, in QST del Dicembre 1934. Le prime consegne iniziarono a Marzo 1935 e sebbene il prezzo (200\$, scontato) fosse molto alto, circa il doppio dei ricevitori concorrenti, ed il periodo economico non favorevole, le vendite segnarono un gran successo. Le prestazioni dell'**HRO** surclassarono tutti i concorrenti con un progetto talmente valido che per moltissimi anni furono introdotti aggiornamenti marginali. Ciò derivava non tanto dal circuito elettrico, relativamente semplice, ma dall'originalità e precisione dei componenti meccanici e dalle scelte collegate, volte ad ottenere il massimo del risultati. Dal 1935 al 1941 furono prodotti in totale 9000 apparecchi. Durante la seconda Guerra Mondiale, gli Inglesi si resero conto che i ricevitori Marconi disponibili non possedevano qualità e caratteristiche idonee per l'impiego bellico di intercettazione e comunicazione. Pertanto acquisirono apparecchi da diversi costruttori d'oltreoceano: RCA, Hallicrafters, Hammarlund ma indubbiamente il preferito per l'intero periodo bellico è stato il National **HRO**. Circa 10.000 **HRO** sono stati impiegati dagli Inglesi durante la guerra per soddisfare le varie esigenze. I migliori ricevitori contemporanei prodotti da altre Case, quali i modelli **RME-69** ed **Hammarlund Super Pro** (introdotta nel 1936) risultavano chiaramente inferiori ed i primi RX competitivi e concorrenti dell'**HRO** li troviamo solo 5 anni dopo la sua nascita. Tra questi è da segnalare il Modello **SX28** Hallicrafters del 1940 che unitamente al successore **SX28A** è stato prodotto in grandi quantità: in totale circa 27.000 pezzi nel periodo 1940...1946. Il primo significativo aggiornamento del circuito elettrico del ricevitore lo troviamo nel modello **HRO-5** che impiega valvole metalliche con zoccolo Octal escluso la finale audio 6V6G/GT.

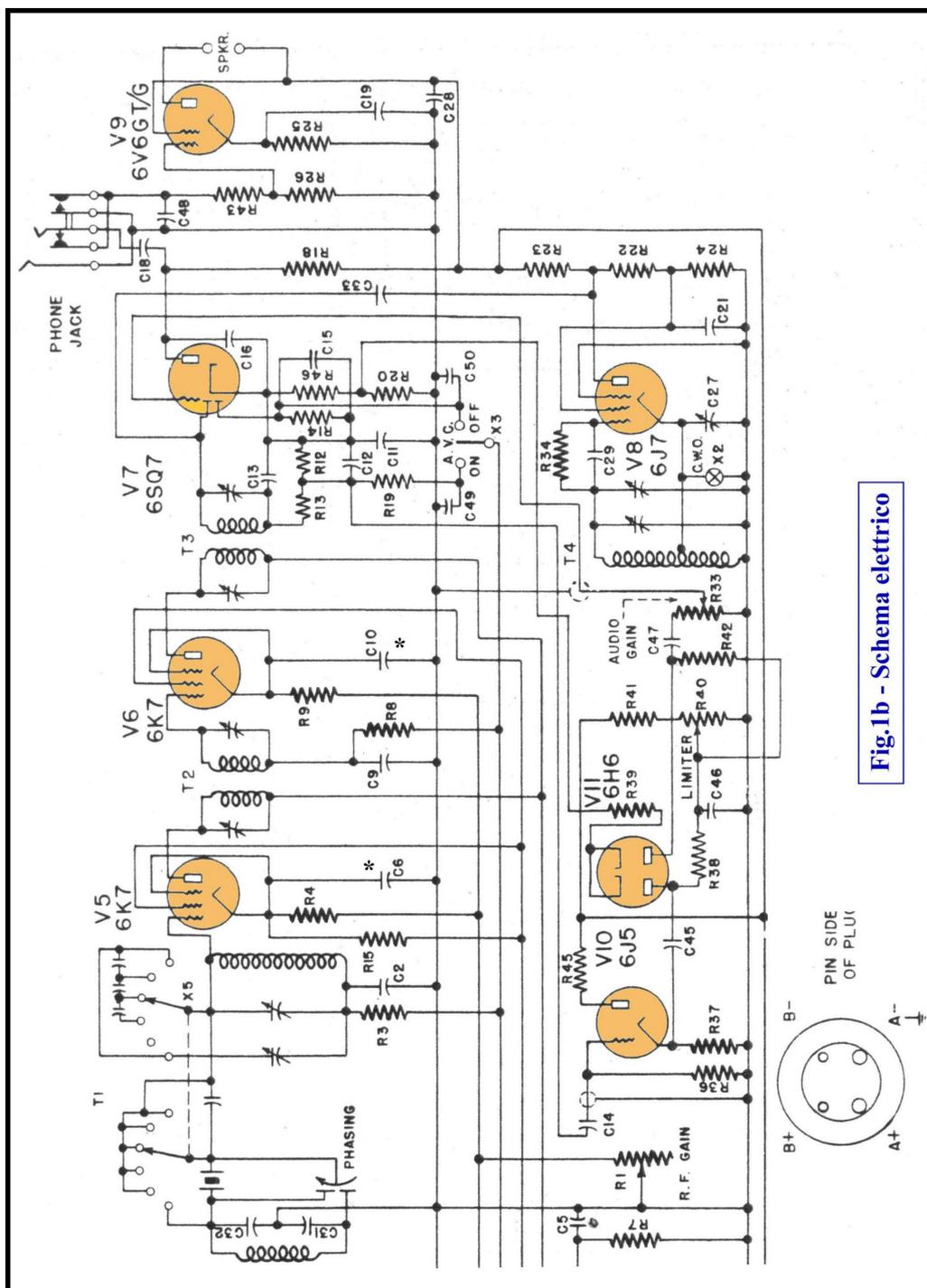
Queste sono: quattro 6K7, tre 6J7, una 6SQ7. Nel dopoguerra la National ha realizzato l'ultimo **HRO** con l'impostazione fondamentale del 1935: il modello **HRO-5TA1** prodotto negli anni 1946-1947.(ed **HRO-5RA1** per montaggio in rack) L'apparecchio è essenzialmente uguale all'**HRO-5** con l'aggiunta di due valvole metalliche (6H6 e 6J5) per il circuito di *Noise Limiter*. La storia evolutiva del ricevitore **HRO** non termina con questa versione e prosegue sino al 1962 con i modelli **HRO-7**, **HRO-50** ed **HRO-60** ma questi apparecchi poco aggiungono di realmente innovativo al progetto originario scaturito dal brillante intuito di J.Millen e H.Hoover Jr. In questo periodo la National produceva altri ricevitori per Onde Corte, con tubi a vuoto e poi anche con semiconduttori ma perdeva definitivamente l'indiscussa supremazia legata al modello **HRO** che, fatto unico, era stato copiato durante il secondo conflitto mondiale sia dai tedeschi che dai giapponesi. Non secondario al declino della National è stata la separazione (amichevole) di J.Millen nel 1939, dovuta a profonde divergenze sull'impostazione strategica della Società che nello stesso anno venne quotata alla borsa di Wall Street. Nel medesimo anno Millen fondò la **James Millen Manufacturing Company** con un profittevole giro d'affari legato alla componentistica radio di precisione e la National perse con lui il grosso dello spirito innovativo che fu il vero motore alla base del successo conseguito dalla Casa. Pertanto gli anni di produzione dell'**HRO-5TA1** segnano anche la fine dell'era aurea della National e l'ascesa di un'altra società, la Collins Radio di Cedar Rapids, al vertice dell'industria manifatturiera americana delle radiocomunicazioni professionali, per l'opera di un altro radioamatore e capitano d'industria: Arthur Collins.

2- ARCHITETTATURA E CIRCUITO DEL HRO-5TA1

Per comodità di lettura lo schema elettrico è stato suddiviso in due parti: Fig.a-b.



L'architettura del ricevitore è a singola conversione con 2 stadi d'amplificazione a radiofrequenza, uno stadio convertitore con Oscillatore Locale separato, 2 stadi amplificatori di Media Frequenza, rivelatore d'involuppo (AM) con Oscillatore di nota (BFO), limitatore di disturbi in Bassa Frequenza ed amplificatore di Bassa Frequenza con uscita per cuffia e\o altoparlante. In totale, escluso l'alimentatore esterno, sono impiegate 11 valvole, delle quali una è un doppio diodo ed un'altra doppio diodo-triodo. Tutte le valvole sono metalliche con zoccolo Octal con esclusione dell'amplificatrice finale audio.(6V6G/GT)



Gli alimentatori esterni previsti sono due. Il **Mod.697** per alimentazione da rete è dotato di un trasformatore con due avvolgimenti primari per funzionamento a 115V o 230V nominali, con rettificatore a doppia semionda e filtro a pi-greco per la tensione anodica, realizzato con due condensatori elettrolitici ed un'induttanza. Per l'alimentazione a batteria da 6V è previsto il **Mod. 686S** dotato di vibratore e rettificatore a doppia semionda con filtro uguale a quello del **Mod. 697**.

Le fotografie dell'**HRO-5TA1** di seguito riportate sono relative ad un esemplare acquisito nel Middle West degli Stati Uniti ed appartenuto ad un radioamatore di quel paese d'origine europea e noto a livello internazionale per la sua attività nella fisica dei neutroni.(Jim Jorgensen, K9RJ) Questo esemplare include alcune modifiche realizzate dal primo proprietario ed altri aggiornamenti discussi nei paragrafi seguenti al fine di apprezzarne l'impiego anche ai nostri giorni. Il ricevitore è stato ricondizionato dallo scrivente ad "antico splendore" con un'operazione radicale di lavaggio quale descritta alla Ref.1 ed una paziente ricerca di alcune parti di ricambio. In proposito è da osservare che la componentistica National è molto diffusa nel mercato del surplus e molte parti sono disponibili nuove, nelle confezioni originali. Tuttavia i prezzi correnti delle parti dei ricevitori **HRO** della prima generazione ed **HRO-5** in particolare, sono molto elevati essendo i modelli più ricercati tra i ricevitori valvolari di tutti i tempi e probabilmente anche quelli ricostruiti in maggior numero dagli OM *Oltimers* di tutto il mondo.

3- IL "FRONT-END"

Il circuito del *Front-end* riportato in Fig,1a è la parte più originale ed innovativa del ricevitore anche per le soluzioni meccaniche applicate e l'accuratezza d'esecuzione. I due stadi d'amplificazione RF utilizzano 3 circuiti risonanti di preselezione accoppiati con altrettanti avvolgimenti. Questi circuiti risonanti, unitamente a quello dell'Oscillatore Locale (V3) sono alloggiati in un cassetto rimovibile frontalmente ed alloggiato nella parte inferiore del telaio per limitare il riscaldamento e quindi la deriva in frequenza col funzionamento.(Fig2)

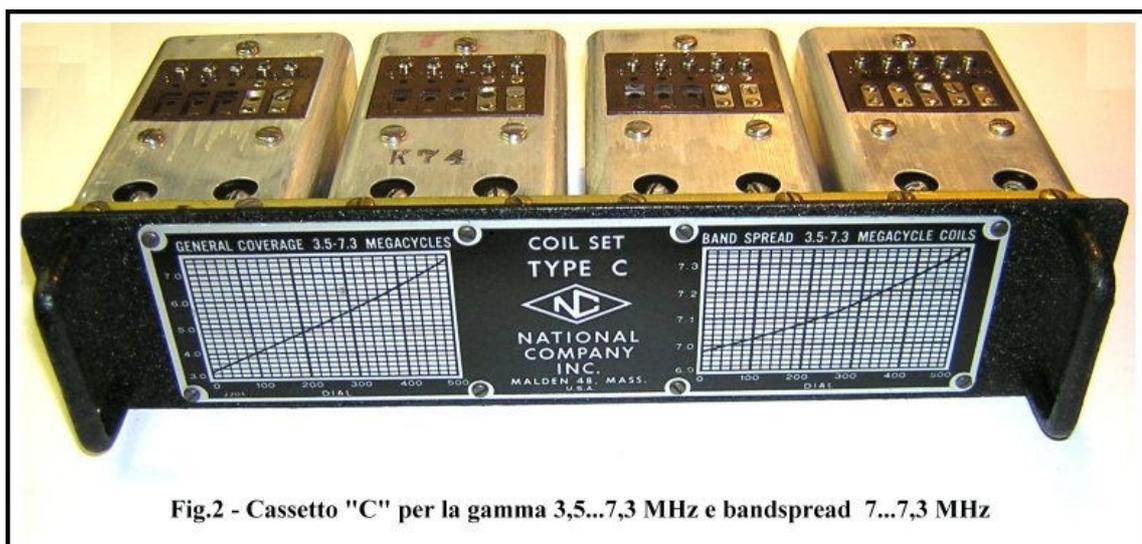


Fig.2 - Cassetto "C" per la gamma 3,5...7,3 MHz e bandspread 7...7,3 MHz

Ogni cassetto consente una copertura in frequenza di circa un'ottava ed alcuni hanno la possibilità di *bandspread*, in altri termini l'espansione di banda per le gamme radiantistiche. L'ampia disponibilità dei cassette, identificati da lettere, consente una copertura di sintonia da 50kHz a 30MHz, con esclusione del segmento 430...480kHz. I cassette standard in dotazione all'apparecchio sono i modelli **A**, **B**, **C**, **D** per la copertura da 1,7MHz a 30MHz. L'accoppiamento d'ingresso d'antenna è dimensionato per un'impedenza nominale di 300 ohm mentre, ciascuno degli avvolgimenti dei circuiti di placca di V1 e V2 ha induttanza elevata, con un elevato numero di spire e risuona a banda larga (essendo alto il rapporto L\C) con la capacità propria - più quella d'uscita della valvola - appena al disotto della frequenza più bassa della gamma di sintonia coperta. Questa è una raffinatezza che consente di mantenere il guadagno degli stadi relativamente costante nell'intera gamma di sintonia. Il circuito risonante secondario presenta un'impedenza che decresce con il rapporto L/C sicché anche il guadagno diminuirebbe col scendere della frequenza di ricezione, ma con tale artificio invece, scendendo in frequenza, il circuito primario di placca presenta un'impedenza più elevata, aumentando quindi il guadagno perché ci si avvicina alla sua frequenza d'antirisonanza, ottenendo in tal modo una compensazione. Una compensazione diversa è applicata per il cassetto (**A**) della banda 14...30MHz.

In questo caso i trasformatori risonanti interstadio hanno 3 avvolgimenti strettamente accoppiati. L'avvolgimento primario di placca è avvolto con spire intercalate con l'avvolgimento del circuito risonante secondario ed entrambi hanno circa lo stesso numero di spire. Il terzo avvolgimento che alimenta la griglia è dimensionato in modo che la frequenza propria d'antirisonanza sia posizionata appena sotto la frequenza più bassa coperta dal cassetto, ovvero sotto i 14MHz. L'impedenza di questo secondario aumenta dunque scendendo in frequenza realizzando una compensazione del rapporto L/C sfavorevole del secondario sintonizzato, in maniera similare di quanto ottenuto col circuito primario per le altre bande. Tutte le bobine sono avvolte con supporti rigidamente collegati con staffe ad una basetta di materiale plastico che include anche i contatti di collegamento al circuito. Tutte le bobine inoltre sono in aria e non sono utilizzati nuclei ferromagnetici di regolazione ma unicamente compensatori in aria, anche per i filtri di banda della Media Frequenza, che ha valore nominale di 456kHz.

I compensatori sono d'ottima fattura, con lamine ben spaziate ed allineate, contatti striscianti di grande superficie in bronzo argentato e trattamento termico dei materiali per assicurare stabilità elettrica e meccanica con la temperatura e nel tempo. Fig.3 è illustrato un compensatore acquisito ai nostri giorni ancora nella sua confezione originale ed utilizzato come parte di ricambio nella ricostruzione di un altro **HRO**. Anche il condensatore variabile di sintonia a 4 sezioni (C1A/B/C/D in Fig1a) con la scatola in pressofusione, contenente il comando demoltiplicato con recupero del gioco, sono capolavori di meccanica.



Fig.3 - Compensatore originale National

In Fig.4 è illustrato il posizionamento del condensatore variabile all'interno del ricevitore acquisito. Da sinistra a destra, in sequenza, vediamo le sezioni relative ad: ingresso primo stadio RF, interstadio RF, ingresso convertitore, Oscillatore Locale. **Notiamo che le 4 sezioni del condensatore sono separate da schermi connessi a massa ed hanno sia lo statore sia il rotore isolati:** questo è un particolare unico che ha richiesto una struttura costruttiva piuttosto complessa e che, particolarmente nel primo modello, era caratterizzata anche da elevato contenuto di manodopera per l'assemblaggio.

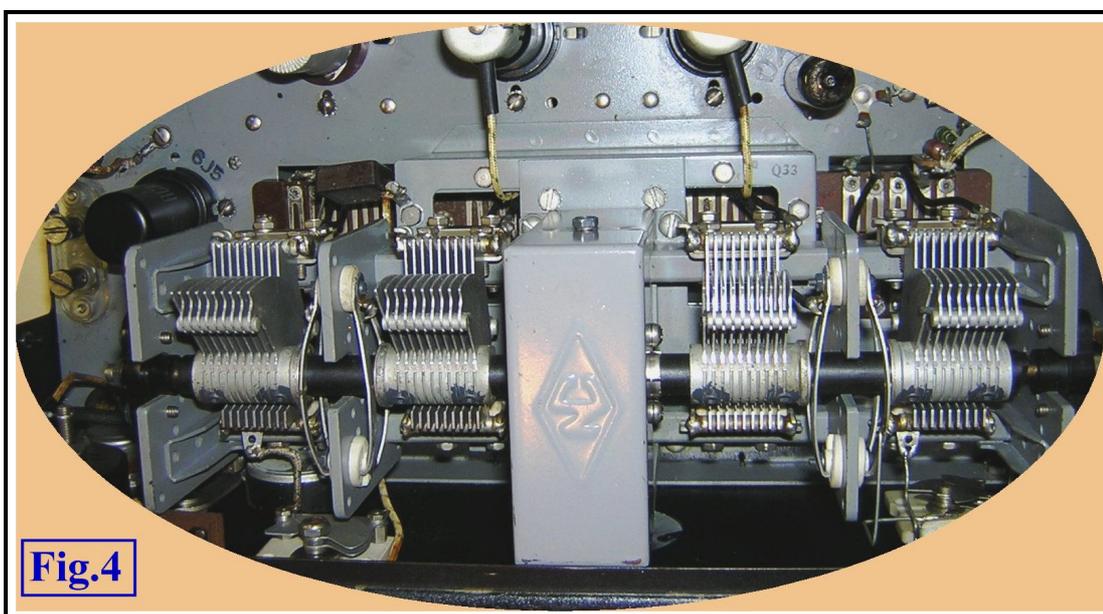


Fig.4

La Fig.5 mostra la particolarità costruttiva della soluzione applicata nei primi anni di produzione: notiamo la raffinata e robusta costruzione della scatola in pressofusione del meccanismo per il comando demoltiplicato dell'albero del condensatore e l'assemblaggio a "sandwich" delle numerose parti componenti le singole sezioni. Questa complessità costruttiva deriva da una scelta di progetto per ottenere:

- Il massimo fattore di merito (Q_L) dei circuiti risonanti, evitando anche gli accoppiamenti indesiderati dovuti ai percorsi comuni di ritorno a massa dei circuiti risonanti.
- La copertura delle Onde Lunghissime, senza l'impiego di condensatori di valore elevato per i disaccoppiamenti.
- La massima flessibilità circuitale, per garantire prestazioni elettriche senza compromessi.

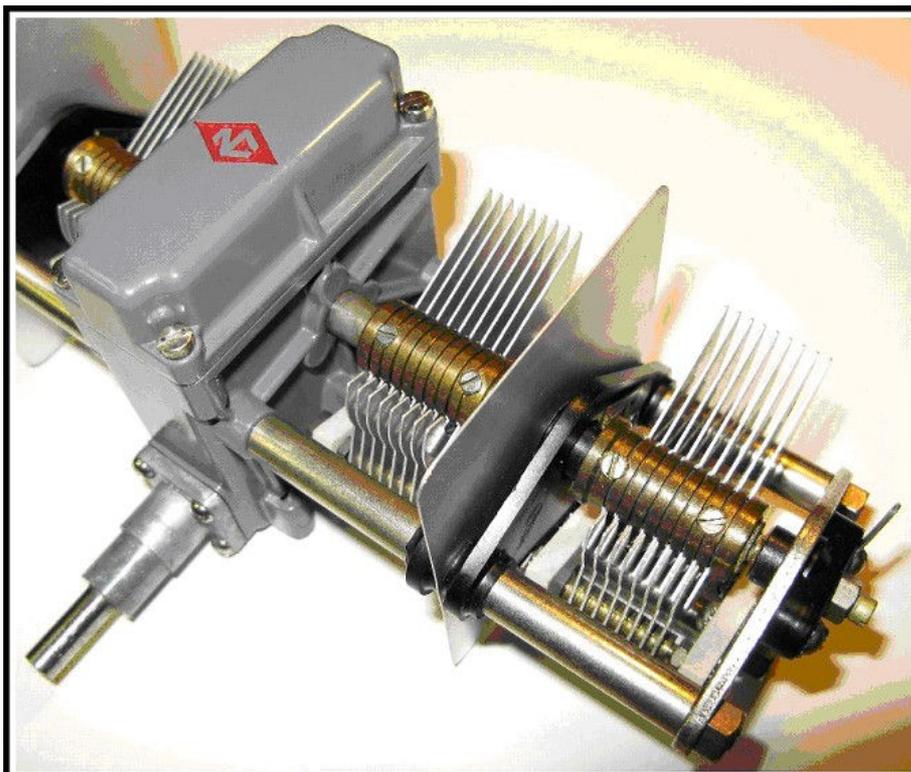
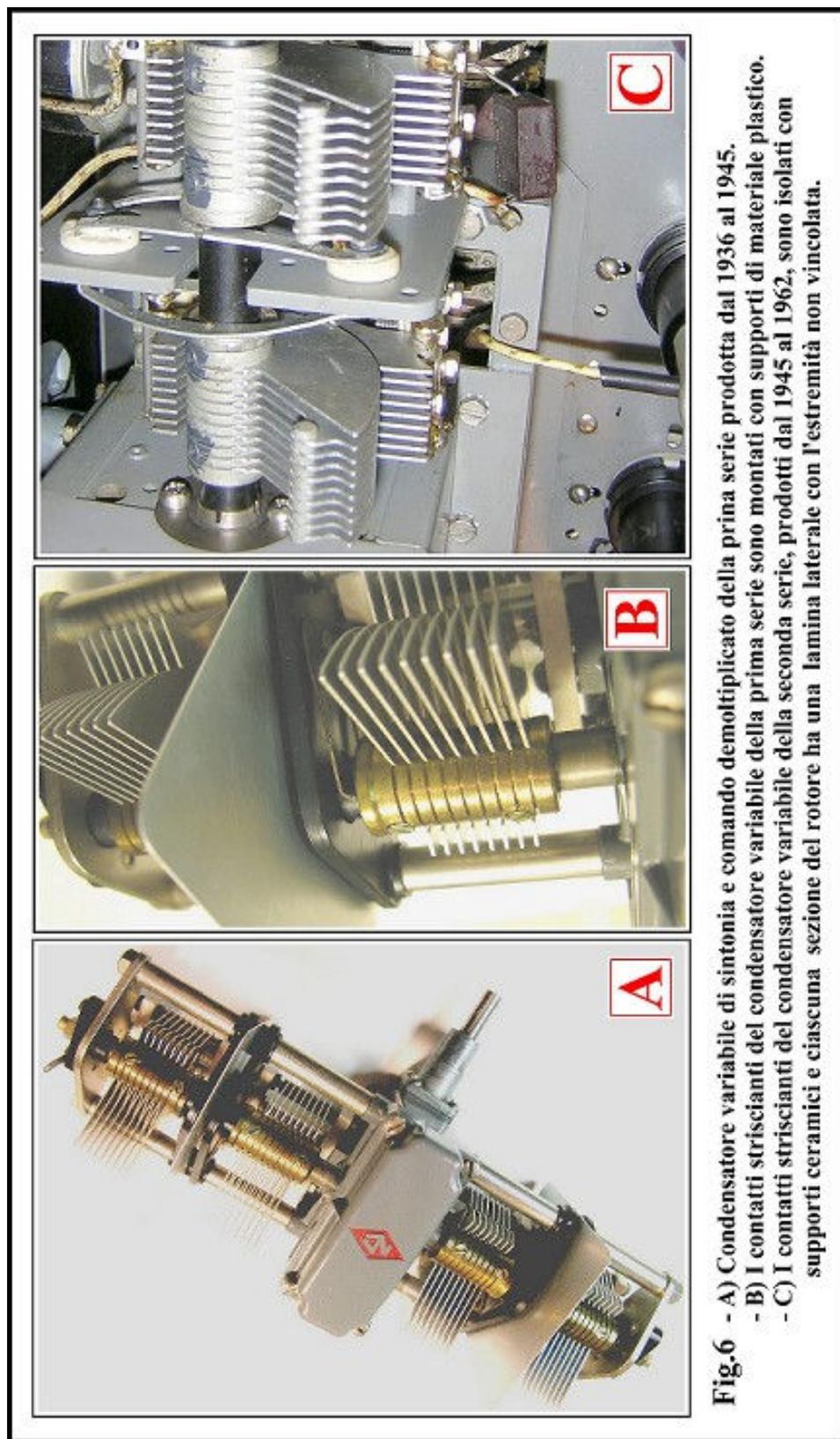


Fig.5 Il condensatore variabile utilizzato nei primi anni di produzione dell' HRO ed il relativo meccanismo di comando; notare la costruzione a "sandwich" con le lamine di schermatura, i pattini striscianti di contatto, gli statori ed i rotori.

Nell'arco evolutivo dell'intera vita dell'HRO nelle diverse versioni, dal 1936 al 1962, questa parte fondamentale del ricevitore ha subito un solo aggiornamento significativo. La prima versione del 1936 è illustrata in Fig6A/B, mentre la Fig.6C evidenzia alcuni particolari di quella, meno elaborata e più moderna, applicata nei ricevitori prodotti nel dopoguerra, incluso il modello **HRO-5TA1** di questa nota. Confrontando le Fig.4, Fig.5 e Fig.6, si noti la differente costruzione della scatola contenente gli ingranaggi di riduzione, del condensatore variabile e dei contatti striscianti delle 4 sezioni del rotore: nell'ultima versione sono montati con supporti ceramici ed hanno una maggiore superficie di contatto. In Fig.6C osserviamo inoltre che ciascuna sezione del rotore ha la prima lamella (a destra) con l'estremità non vincolata. Ciò consente di poter verificare l'allineamento dei 3 circuiti di preselezione RF del *front-end* senza necessità di strumentazione. Avvicinando o allontanando dallo statore la lamina esterna – leggermente e senza introdurre deformazioni permanenti - si aumenta o diminuisce la capacità del circuito risonante interessato, sicché con il ricevitore regolato per la massima sensibilità si controlla la variazione del rumore audio in uscita: se il rumore è massimo senza deformazione significa che lo stadio è allineato; viceversa se il rumore aumenta avvicinando o allontanando la lamella significa che il circuito in questione non è allineato, risultando risonante rispettivamente a frequenza più bassa o più alta di quella di ricezione.

Solo un radioamatore geniale come James Millen poteva concepire e realizzare una tale raffinatezza! E' implicito che le lamine in questione sono sufficientemente elastiche, ma è altrettanto vero che è un'operazione da radioamatori d'altri tempi, sconsigliabile agli OM sprovvisti d'esperienza e dimestichezza "vissuta" anche con gli immancabili errori di gioventù.



Anche lo stadio mescolatore presenta aspetti che meritano d'essere sottolineati. Il convertitore è realizzato da un pentodo tipo 6J7, avente caratteristica mutua *sharp-cutoff* – in altre parole a bassa tensione d'interdizione - elevata transconduttanza ed iniezione dell'Oscillatore Locale alla griglia

schermo. Al tempo del progetto dell'apparecchio erano già state sviluppate svariate valvole per l'impiego specifico come convertitrici, sia negli Stati Uniti sia in Europa, nei più avanzati centri d'eccellenza della tecnologia del settore: RCA in USA e Telefunken in Europa. Queste valvole – ampiamente utilizzate nei radioricevitori domestici essendo alcune anche controllabili in guadagno (AGC) - introducono rumore che, particolarmente nelle pentagriglia, è alquanto elevato. Di questo fatto i progettisti del circuito dell'**HRO** erano sicuramente consapevoli avendo scelto l'impiego di un pentodo. L'amplificazione dei 2 stadi RF che precedono il convertitore non è elevata perché le valvole utilizzate (tipo 6K7) a coefficiente d'amplificazione variabile – caratteristica necessaria per il Controllo Automatico di Guadagno - hanno transconduttanza modesta, sicché per segnali deboli il rumore del *mixer* non è completamente mascherato. In altri termini per segnali deboli all'uscita del ricevitore abbiamo livello audio con un basso rapporto Segnale/Rumore. In proposito apriamo una parentesi.

La componente di rumore più importante nei tubi multigriglia è il “*partition noise*” (rumore di partizione) dovuto alla fluttuazione statistica tra la placca e le griglie del numero degli elettroni emessi dal catodo e raccolti da questi elettrodi.(Ref.12)

Nelle valvole, che sono dispositivi controllati con tensione, la caratteristica di rumore è rappresentata da una resistenza equivalente di rumore (quindi non fisica) “**Rn**” connessa in serie al terminale della griglia controllo. Questa resistenza, seguendo le leggi della fisica classica, genera una tensione di rumore proporzionale alla radice quadrata del suo valore, della larghezza di banda e della temperatura. La relazione fondamentale risale al 1928 ad opera dei fisici svedesi Johnson e Niquist. Ad esempio con **Rn**=5Kohm e banda passante di 4kHz, alla temperatura ambiente abbiamo una tensione di rumore in griglia controllo di circa 0,6 microvolt: non è poco, in presenza di segnali bassi. Quindi, minore è il valore di **Rn**, minore è il rumore introdotto dalla valvola. Nei tubi con una o più griglie schermo la resistenza equivalente di rumore **Rn** è direttamente proporzionale alla corrente di griglia schermo ed inversamente proporzionale alla transconduttanza.(**Gm**) Pertanto i tubi pentagriglia, che per il funzionamento hanno almeno 2 griglie polarizzate positivamente, a parità di altri fattori, risultano molto più rumorosi: 5...10 volte o più di un triodo equivalente con pari transconduttanza. Per tale motivo i progettisti di Pasadena che elaborarono il progetto elettrico dell'**HRO** scelsero il pentodo con la più elevata transconduttanza al tempo disponibile e come possiamo verificare dalla Fig.1A , polarizzando la griglia schermo a bassa tensione a mezzo di un partitore, per contenere la componente di rumore dovuta al *partition noise*. Le tensioni nominali di griglia schermo e placca di V3 sono rispettivamente 66V e 240V. E' sufficiente considerare questo particolare per evincere che i progettisti in questione erano ingegneri di primissimo livello ed il risultato ottenuto lo dimostra: sin dall'inizio l'**HRO** è stato un ricevitore professionale universalmente apprezzato per sensibilità e silenziosità, risultando in ciò insuperato per quasi 10 anni dalla sua nascita. Il pentodo convertitore dell'**HRO** è polarizzato prossimo all'interdizione e pertanto è pilotato come ”interruttore“ dall'oscillatore locale. Questa soluzione anticipa di un paio di lustri i convertitori con triodi che saranno applicati nei migliori radioricevitori professionali con valvole: i modelli EK07 della Rohde & Schwarz (Ref.1) e Collins R390 sono due esempi eccellenti. Nei triodi la resistenza equivalente di rumore è molto più bassa che nei pentodi e vale:

$$\mathbf{Rn = 2,5/Gm} \quad (1)$$

Con i migliori triodi a griglia piana (*frame-grid*) il valore di **Rn** può scendere a centinaia di ohm o meno. In conseguenza di ciò la resistenza ottima - per il minor rumore - della sorgente del segnale da convertire, si riduce a valori bassi e quindi - a parità di potenza incidente - anche l'elongazione del segnale applicato alla griglia si riduce con evidente incremento della dinamica. (in altri termini, aumenta il punto d'intercetta del *mixer*) La scelta di triodi o pentodi con alta transconduttanza e pilotati come interruttori è ancor oggi la via maestra per coloro che si dedicano ad aggiornamenti dei ricevitori d'epoca. Due esempi in tal senso sono descritti alle Ref.2, Ref.3.

Rientrando in argomento e con riferimento alla Fig.1A, notiamo che ciascuno dei 4 circuiti risonanti alloggiati in ogni cassetto dispone d'una coppia di contatti, numerati #1 e #2. Questi sono realizzati

con una vite sistemata sulla contattiera posta nella parte superiore di ciascuna scatola contenente le varie parti del risonatore.

Con le 4 viti nella posizione #1, a destra di ciascuna sezione, il cassetto copre il segmento di frequenza espanso (*Band Spread*) e la scala di lettura è quella a destra. Viceversa nella posizione #2, posta a sinistra, si ottiene la copertura generale della relativa gamma ed il grafico per la lettura della frequenza è quello di sinistra.(vedere Fig.7)

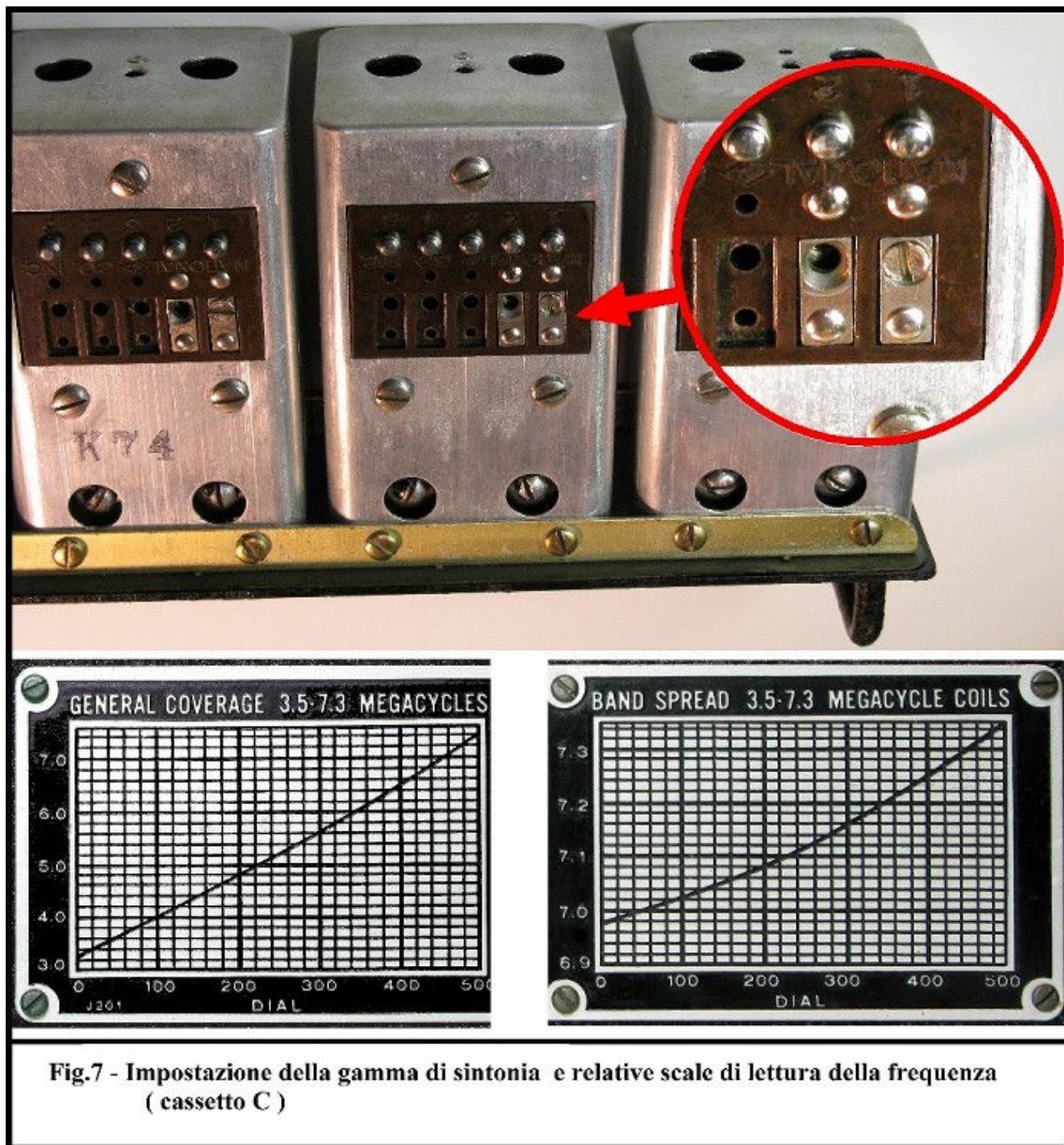


Fig.7 - Impostazione della gamma di sintonia e relative scale di lettura della frequenza (cassetto C)

Nella posizione #1 ciascuna sezione del condensatore variabile è connessa alla rispettiva bobina di risonanza con un compensatore in serie (*Cx3*) di piccola capacità (*trimmer*) sicché la copertura in frequenza è ridotta, con la conseguente espansione della scala di lettura.(Fig.8) In questo caso i *trimmer* *Cx1*,*Cx2* - in gergo chiamati *padders* - ed il compensatore *Cx3* di *bandspread* consentono una taratura che risulta aderente al grafico di lettura della frequenza entro lo 0,03 %. Nella posizione #2 il trimmer *Cx3* è cortocircuitato e ciascuna sezione del condensatore variabile di sintonia *C1* risulta connesso direttamente alla relativa bobina di risonanza ottenendo la copertura generale.(*general*

coverage) Da notare che la finestra frontale del ricevitore ove è alloggiato il cassetto, è suddivisa in 4 scomparti, uno per ciascuna scatola del cassetto, sicché i singoli circuiti risonanti hanno una doppia schermatura. Inoltre ciascuna scatola è collegata positivamente a massa con un contatto, caricato con molla, ottenuto con un piolo attraverso un piccolo foro centrato nella parte posteriore di ciascun contenitore.(vedere Fig.7) Una soluzione raffinata che, unitamente alla bontà dei materiali ed alla robusta costruzione, garantisce un'ottima stabilità elettrica e meccanica.

Un'altra osservazione verte l'andamento relativamente lineare della frequenza, in funzione dell'indicazione numerica della manopola di sintonia, come visibile nei grafici di Fig.7. Questa caratteristica, comune a tutti i cassette, dipende dal profilo esponenziale delle lamine del condensatore variabile, realizzando in tal modo una variazione pressoché quadratica della capacità in funzione dell'angolo di rotazione. (vedere Fig.5 , Fig.6) Pertanto, entro un intervallo limitato è possibile stimare con buona precisione il numero di kHz per divisione del numeratore, rendendo più facile l'interpolazione numerica per la lettura della frequenza. Ad esempio nel grafico del *bandsread* di Fig.7 il segmento classico per il traffico radiantistico in CW da 7000...7040kHz corrisponde alla lettura nell'intervallo numerico 50...130 del contatore: pertanto, in questo intervallo, ogni divisione assume il valore $40/80=0,5\text{kHz}$. Naturalmente la risoluzione scende per le frequenze più alte ed il valore più basso è quello della banda dei 10 metri.

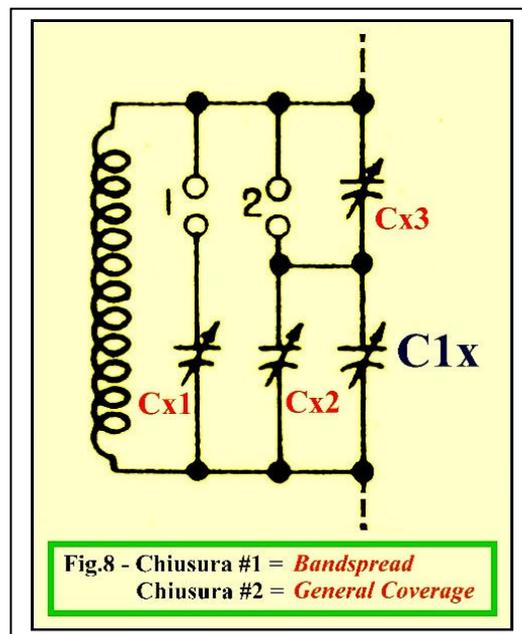


Fig.8 - Chiusura #1 = *Bandsread*
Chiusura #2 = *General Coverage*

In questo caso l'espansione di banda copre l'intero segmento 28...30MHz. Esaminando il grafico di *Bandsread* del "COIL SET TYPE A" in Fig.9, notiamo che il segmento d'inizio banda 28...28400kHz corrisponde alla lettura 60...160 del numeratore della manopola di sintonia. Pertanto in tale intervallo di *Bandsread* dei 10 metri, ogni tacca del numeratore corrisponde a $400/100=4\text{kHz}$.

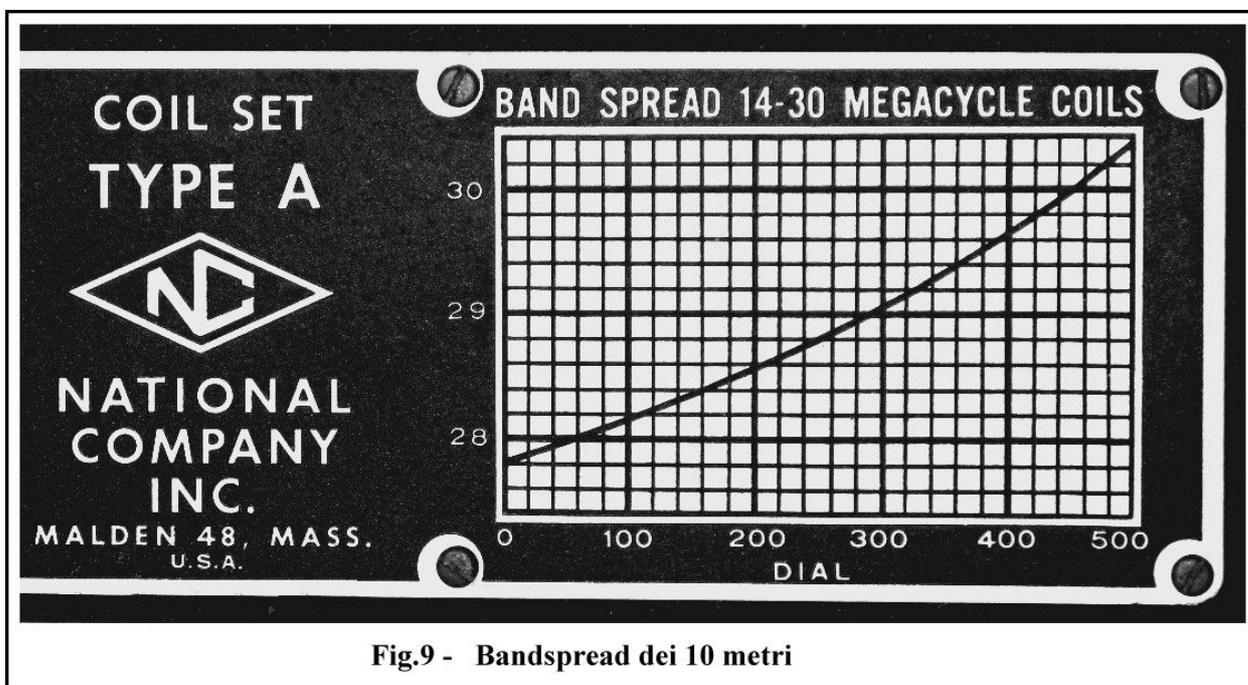


Fig.9 - *Bandsread* dei 10 metri

Da notare inoltre che il modello **HRO-M** ed altre varianti prodotte durante il periodo bellico, erano dotate, per alcuni cassette, anche di una serie di tabelle che a passi di 1kHz riportavano l'indicazione del numeratore: ciò fu possibile grazie all'accurata costruzione meccanica ed alla stabilità nel tempo dei componenti. Sebbene con il metro d'oggi questi risultati appaiano modesti o insufficienti, nessun RX americano nel periodo aureo dell'**HRO** era in grado di fare altrettanto.

Nell'ambito dell'industria manifatturiera USA, solo nei primi anni del dopoguerra la Collins Radio con il **PTO (Permeability Tuned Oscillator)** e la prima conversione con oscillatore controllato con quarzo stabiliva un nuovo standard d'eccellenza con risoluzione di 1kHz e lettura diretta della frequenza per l'intera gamma delle Onde Corte sino a 30MHz, oltre che una stabilità in frequenza senza pari. In Europa lo stato dell'arte era diverso. Già durante il conflitto, in Germania la Telefunken produceva ricevitori che, a guerra ultimata, esperti analisti inglesi giudicavano i migliori apparecchi in assoluto a livello globale prodotti durante la seconda guerra mondiale, in particolare il tipo **KWe.A** (nome in codice "**Anton**") per alimentazione a batteria ed il modello **E52 (Köln)** con alimentazione da rete, prodotto anche dopo il 1945. Ma lo stato in cui versava il Vecchio Continente non consentì di mantenere questa supremazia che venne riconquistata solo da metà anni cinquanta con i modelli della R&S, a partire dall'EK07. Un'altro primato che compete ai progettisti dell'**HRO** è la cura della stabilità in frequenza dell'Oscillatore Locale. Ciò derivava dalle specifiche del committente che prevedeva (per l'impiego nel traffico aereo) il funzionamento continuativo 24h/24h senza il ritocco della sintonia e l'intervento del radiooperatore. La costruzione meccanica con le bobine alloggiare per la minore sopraelevazione termica fu una scelta logica essendo chiaro ai progettisti di Pasadena che la deriva con la temperatura e nel tempo dipendeva prevalentemente dal circuito risonante LC e dalla valvola oscillatrice. Circa la deriva delle costanti LC del risonatore fu posto rimedio con una costruzione solida, *trimmer* in aria e bobine avvolte con supporti costruiti con materiale scelto per una deriva minima. Le componenti dovute alla valvola sono inevitabili; queste sono l'invecchiamento, la deformazione meccanica degli elettrodi con la temperatura e le variazioni delle proprietà dielettriche delle plastiche di supporto dei piedini. Un certo miglioramento fu registrato allorché la RCA impiegò nella produzione delle valvole OCTAL la **Micanol**, che è una resina caricata con mica, mentre una sensibile riduzione della deriva si ottenne, allorché venne introdotto un piccolo condensatore a coefficiente di temperatura negativo. Questo è connesso al circuito risonante dell'oscillatore e posizionato in prossimità dello zoccolo della valvola. Non è chiaro quando questa soluzione sia stata applicata, anche perché gli schemi elettrici, non riportano questo condensatore che risulta presente in tutti gli **HRO-5A1** che ho avuto l'opportunità di esaminare e solo nel modello successivo **HRO-7**, nella seconda versione del manuale d'uso pubblicata in data novembre 1948, è indicato nello schema elettrico e nella lista dei componenti. Le caratteristiche del condensatore sono: **capacità =10pF e coefficiente termico $\Delta C/\Delta T = -750 \text{ ppm}/\text{C}^\circ$** . Nel manuale originale, la lista dei componenti menziona il condensatore **C20** ma senza indicarne le caratteristiche. Il circuito dell'oscillatore non include alcuna stabilizzazione della tensione d'alimentazione e ciò nell'impiego pratico costituisce una limitazione. A partire dalla versione successiva **HRO-7** veniva introdotto un tubo a gas (tipo **OA2**) per la stabilizzazione della tensione anodica (e griglia schermo) dell'oscillatore ed il pentodo oscillatore 6J7 veniva sostituito col triodo miniatura 6C6. L'introduzione di un tubo a gas per la stabilizzazione dell'Oscillatore Locale è una modifica tra le più diffuse dei modelli **HRO**, siano questi con cablaggio e componenti originali, oppure RX ricostruiti, come in questo caso.

4 – "COIL SET" E VARIANTI

Tutti i cassettei antecedenti quelli dell'**HRO-5TA1** sono, previo taratura, compatibili con questo modello e le varie versioni precedenti. La vasta produzione dei modelli **HRO-M**, **HRO-MX**, **HRO-5**, **HRO-W** del periodo bellico genera ancor oggi una discreta offerta nel mercato del surplus. I tipi più diffusi sono quelli con solo *general coverage* e sono "orfani" delle migliaia di apparecchi distrutti oppure accumulati nei vari depositi del dopoguerra ed alienati separatamente.

All'origine, tutti i cassettei sono stati contrassegnati con un codice d'appartenenza al ricevitore del quale erano in dotazione perché la taratura non è "trasportabile" da un apparecchio all'altro (per l'inevitabile dispersione delle capacità di cablaggio e delle caratteristiche dei componenti) così come le tabelle di taratura a passi di un chilociclo.

I più ricercati sono ovviamente quelli con *bandsread* ed in particolare quelli con i grafici elegantemente incisi su lastra d'alluminio come illustrato nelle Fig.2, 7, 9 ovvero quelli prodotti con l'**HRO-5TA1**. Nei modelli precedenti i grafici, su cartoncini, sono fissati al pannello del cassetto attraverso cornici metalliche e protetti con foglio di celluloido.

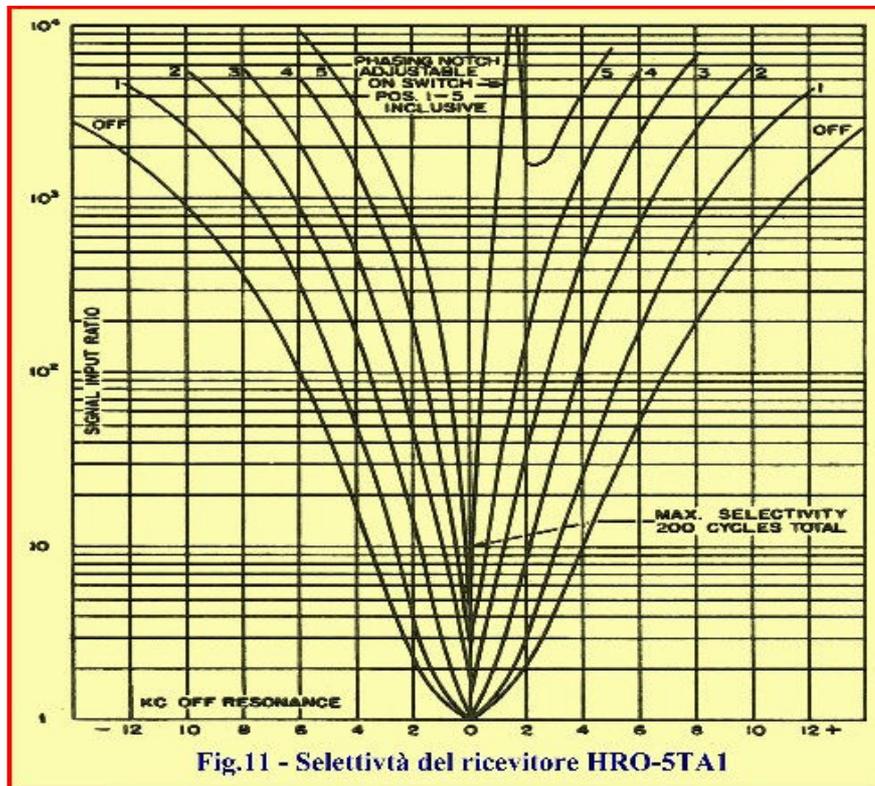
Sin dall'origine i vari modelli evolvevano in modo graduale. Per l'**HRO-5TA1** le varianti principali sono relative a: lo strumento *S-meter*, il filtro a cristallo, la finitura del telaio in acciaio verniciato o cadmiato. Nelle versioni più diffuse, lo strumento *S-meter* ha una flangia rettangolare con quadrante color ambra e retro-illuminazione mentre nelle prime serie – cui appartiene l'esemplare acquisito – non è illuminato ed ha flangia circolare.(Fig10) Quest'ultimi sono apparentemente più longevi e la scala di lettura non subisce nel tempo la scoloritura, che probabilmente è causata anche dal calore sviluppato dalla lampadina d'illuminazione.

Significativa è la variante relativa al filtro a cristallo. Nello schema elettrico di Fig1b osserviamo che il filtro, posto all'ingresso del primo stadio di Media Frequenza, è realizzato con due risonatori accoppiati. Il primo risonatore include il cristallo in una connessione a ponte con condensatore "*Phasing*" per la compensazione della capacità parallelo del quarzo e la regolazione del picco di reiezione (*notch*) similmente a quanto descritto in Ref.3 per il ricevitore Collins 75A-3. Il secondo risonatore è connesso alla griglia (V5= 6K7) della prima valvola di Media Frequenza ed al commutatore **X5** che ne riduce la frequenza di risonanza con l'inserzione di condensatori in parallelo di capacità progressivamente crescente. Nella prima posizione del commutatore **X5** il filtro variabile è escluso essendo il quarzo cortocircuitato. Il filtro è inserito nelle posizioni successive ed il risonatore a quarzo

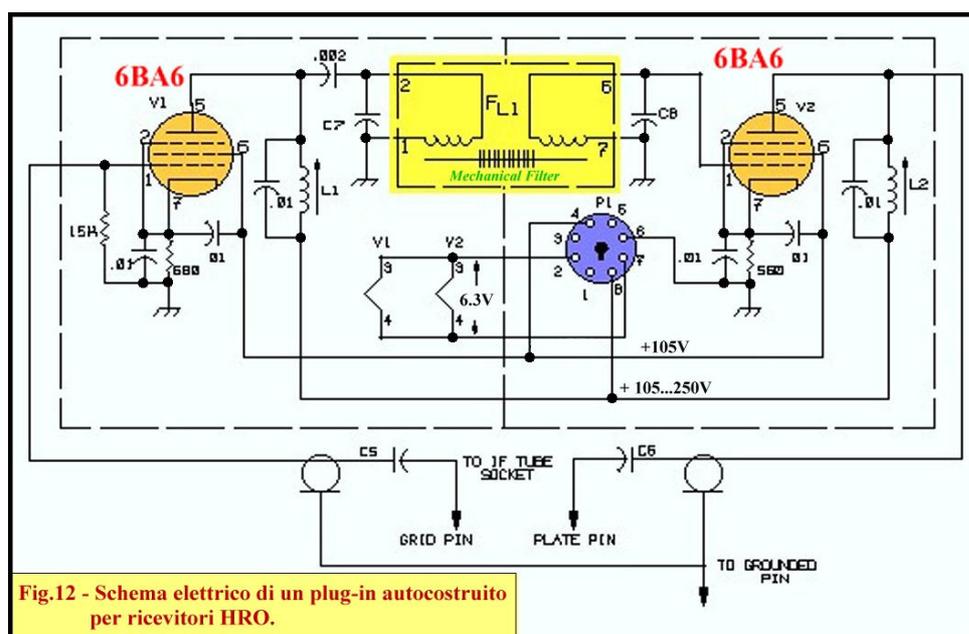


Fig.10 - Strumento S-meter con flangia circolare

risulta terminato con impedenze progressivamente decrescenti in funzione della dissintonia del circuito di griglia della 6K7. Ciò si traduce in bande passanti progressivamente decrescenti per effetto dell'aumento di Q_L del quarzo. (Q_L = Coefficiente di risonanza con carico) In alternativa al banco di condensatori commutati per la variazione del carico al cristallo, i primi lotti di produzione includevano un condensatore variabile dotato di un interruttore di fine corsa per l'esclusione del filtro. In questo modo, l'impedenza di chiusura del cristallo può assumere sia valori induttivi - con sintonia a frequenze maggiori di 456kHz - che valori capacitivi, per sintonia a frequenze minori di 456kHz. Questa flessibilità, oltre a consentire una variazione continua della selettività, permette una maggiore simmetria - rispetto il centro della banda passante - del picco di reiezione regolato dal condensatore *Phasing*. Tale soluzione è stata probabilmente abbandonata in favore della soluzione riportata nello schema elettrico di Fig.1b per due ragioni: costo e regolazione meno intuitiva del filtro e relativo comando del *Phasing*. La seconda ragione deriva dal fatto che la reiezione dei segnali interferenti, nella maggior parte dei casi, è ottenuta con 2 diverse regolazioni dei comandi di selettività e *Phasing* e quindi poco si presta per operatori inesperti o privi d'un minimo di conoscenze tecniche. In Fig.11 sono illustrate le curve di selettività per le diverse posizioni del filtro a cristallo. La larghezza di banda più stretta – ideale per il CW – vale 200Hz nominali e l'andamento a "V" dell'attenuazione rispecchia la caratteristica di un filtro a 2 poli. Nella posizione per la banda passante più stretta, la perdita del filtro aumenta di circa 6dB, per la maggiore incidenza della resistenza equivalente serie del quarzo sul valore totale dell'impedenza di carico del cristallo. Il fattore di forma può considerarsi sufficiente per il traffico in AM, ma è chiaramente inadeguato qualora siano introdotte modifiche per la ricezione SSB.



Al fine di migliorare il fattore di forma della selettività, (generalmente definito dal rapporto tra la banda passante misurata tra i punti a -6dB e la banda tra i punti a -60dB) sin dagli anni '50 furono introdotti dei moduli "plug-in" dotati di un filtro meccanico ed una o due valvole amplificatrici miniatura, necessarie per compensare le perdite d'inserzione del filtro che con la tecnologia del tempo erano piuttosto elevate. (sino a 15...20dB per filtri meccanici standard con banda passante di 3...6kHz @-6dB e fattore di forma 1:2) Tali *plug-in* erano prodotti sia da Case indipendenti sia autocostruiti e venivano inseriti nello zoccolo Octal del primo o secondo stadio di Media frequenza, in sostituzione della 6K7 o della 6SK7 per alcuni modelli successivi all'**HRO-5TA1**. In questo modo si ottiene un miglioramento radicale della selettività, senza alcun intervento meccanico o modifica del cablaggio originale del ricevitore. In Fig.12 è riportato lo schema elettrico di un modulo autocostruito, all'inizio degli anni '50.



La realizzazione di un modulo dotato di zoccolo "Octal" e filtro di banda è ancor oggi una soluzione valida per migliorare in modo radicale la selettività del ricevitore preservandone intonse le condizioni d'origine. Inoltre, potendo acquisire filtri meccanici moderni anche nel mercato del surplus (Ref.8) con perdita d'inserzione moderata o filtri ceramici e/o a quarzo, è possibile realizzare circuiti più semplici di quello di Fig.12, impiegando una sola valvola. In proposito ho in costruzione un paio d'esemplari con filtro meccanico Collins da 4kHz e singolo tubo tipo **EF805S**, da utilizzare in questo **HRO-5TA1** e nel modello successivo **HRO-7** (Fig.13) di prossimo restauro.(tale modulo verrà descritto in altra nota) La valvola scelta è del tipo *remote-cutoff*, con tensione d'interdizione di -40V e transconduttanza $G_m=6,5\text{mA/V}$, ovvero oltre 4 volte superiore a quella della 6K7. La scelta della **EF805S** è imposta oltre per l'elevato guadagno per compensare con margine le perdite del filtro ed il basso rumore, dalla necessità d'avere una soglia d'interdizione paragonabile a quella della 6K7 essendo la tensione AGC comune per tutti gli stadi controllati.(vedere Fig.1b)



Fig.13 - HRO_7: modello successivo dell'HRO-5TA1, del quale conserva l'architettura circuitale. Notare l'inserzione della valvola stabilizzatrice OA2 e la 6C4 in sostituzione della 6J7.

5 – MEDIA FREQUENZA, RIVELAZIONE E BASSA FREQUENZA

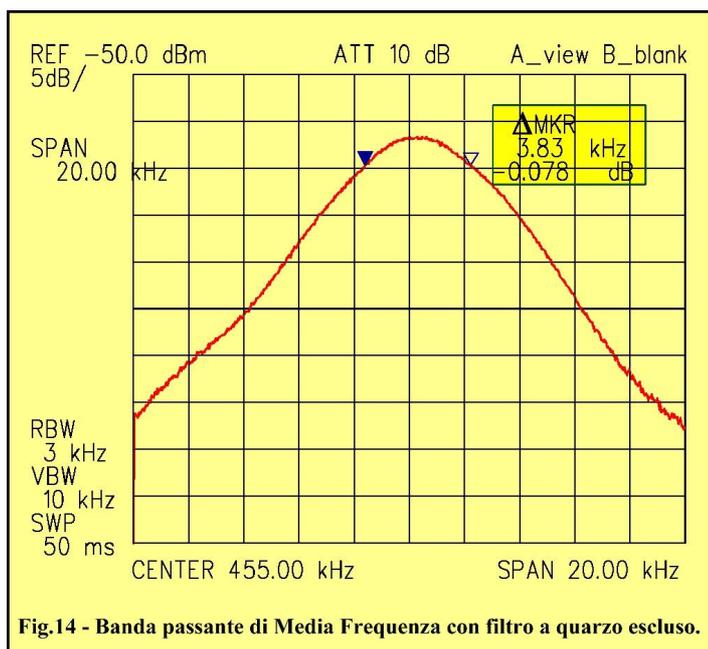
Con riferimento alle Fig.1a e Fig.1b, osserviamo che le due valvole amplificatrici di Media Frequenza hanno la tensione AGC alla griglia controllo comune a quella dei due stadi RF. Al fine di introdurre con segnali bassi un ritardo d'intervento per gli stadi RF, in altri termini all'inizio dell'AGC, (per non degradare il rapporto, S/N, segnale-rumore) la prima valvola di MF (V5) ha una polarizzazione negativa di griglia maggiore: ciò dipende dalla tensione positiva forzata al catodo dal partitore R4, R15. Essendo la tensione negativa griglia-catodo di V5 maggiore, la tensione di AGC sviluppata ne riduce progressivamente il guadagno prima degli altri stadi controllati. La regolazione manuale del guadagno RF è ottenuta con un potenziometro che richiude a massa la somma delle correnti di catodo delle valvole di Media Frequenza (V5 e V6) e della seconda valvola amplificatrice RF.(V2) Pertanto la riduzione manuale del guadagno RF non interessa il primo stadio RF: questa è una scelta di progetto oculata, volta a non degradare il rapporto S/N nella ricezione del CW, che necessariamente implica l'esclusione dell'AGC ed il controllo manuale del guadagno di Radiofrequenza. Lo stadio rivelatore è classico, con un diodo di V7 e tensione AGC prelevata dal circuito di chiusura anodo-catodo, formato da [R12 +R13]. La tensione di griglia delle quattro 6K7 è determinata dalla caduta di tensione nelle resistenze [R20+R46] di ritorno a massa del catodo della sezione triodo V7, cui si sommano la tensione AGC e l'autopolarizzazione dovuta alla debole corrente negativa che scorre nella resistenza di disaccoppiamento alla griglia di ciascuna valvola.(R3, R8, R28, R31) Nelle valvole termoioniche, questa corrente è dovuta agli elettroni emessi dal catodo che, dotati di sufficiente energia cinetica, superano la forza di repulsione del campo elettrico sostenuto dalla carica spaziale che circonda il catodo e quello sostenuto dalla griglia, raggiungendo questo elettrodo e richiudendosi al catodo attraverso il circuito esterno. E' intuitivo che questa corrente è tanto più elevata quanto più bassa è la tensione positiva all'anodo (o griglia schermo nei pentodi) e quanto minore è la tensione negativa applicata alla griglia. La rete costituita da C12, R19, C49 sopprime le componenti RF e BF della tensione di comando AGC. Il deviatore **X3** consente l'esclusione del Controllo Automatico del Guadagno. Con l'AGC disabilitato, la tensione negativa alle griglie delle quattro 6K7 è data dalla caduta di tensione in [R20+R46] sommata all'autopolarizzazione dovuta alle resistenze R3, R8, R28, R31. Nella ricezione con BFO inserito, l'esclusione dell'AGC è necessaria perchè il segnale dell'oscillatore di battimento (V8) è sommato al segnale incidente al diodo di rivelazione, generando un'elevata tensione negativa di Controllo che desensibilizza il ricevitore anche in assenza di segnale. Il segnale demodulato prelevato ai capi di R12 (C10 vale 10uF), è amplificato dal triodo 6J5 che pilota un limitatore di disturbi del tipo serie a soglia regolabile, per il taglio dei picchi di rumore sia positivi che negativi. Questo *noise limiter* utilizza un doppio diodo tipo 6H6, risultando particolarmente efficace per le scariche elettrostatiche e rumori dell'accensione di motori d'autoveicoli e motocicli. L'uscita del limitatore è connessa al potenziometro R33 (regolazione del volume) che trasferisce il segnale di BF alla griglia della sezione triodo della 6SQ7. Il segnale amplificato presente all'anodo è accoppiato, con una rete RC, ad una presa "Jack" per la connessione di una cuffia ad alta impedenza ed alla griglia della valvola finale audio tipo 6V6GT. La presa Jack è dotata di un contatto di lavoro ed uno di riposo, sicché inserendo la cuffia la griglia controllo della 6V6GT è scollegata dall'uscita della 6SQ7 e richiusa a massa cortocircuitando C48.

L'anodo della valvola finale audio 6V6GT è direttamente collegato, unitamente alla connessione della tensione anodica (180...240V), ad una coppia di morsetti nel lato posteriore del ricevitore, per la connessione esterna di un trasformatore d'impedenza per l'isolamento ed uscita in altoparlante. In proposito valgono 2 osservazioni importanti:

I) Il collegamento al trasformatore esterno o all'altoparlante originale National è sotto tensione anodica (240V) e pertanto, essendo pericoloso, è raccomandabile escogitare una modifica per garantire la massima sicurezza. Quella generalmente applicata consta nell'inserire un trasformatore audio d'isolamento con bassa impedenza d'uscita all'interno del ricevitore.

II) Con l'altoparlante sconnesso, la valvola finale audio 6V6GT è danneggiata, avendo applicata la tensione di schermo con zero tensione all'anodo. Pertanto con l'altoparlante non collegato, i relativi morsetti vanno cortocircuitati al fine d'applicare la tensione anche all'anodo. Alternativamente si può rimuovere la valvola dallo zoccolo.

L'interruttore X2 – quando aperto – inserisce l'oscillatore di nota (BFO) tipo Hartley.(valvola V8)
L'interruttore è comandato, a fine corsa, dalla manopola che muove l'albero del condensatore variabile per la regolazione della frequenza di battimento. Lo strumento S-Meter è inserito in un circuito a ponte (R11, R30, R32) tra la tensione alle griglie schermo di V1, V2, V5, V6 e la tensione alle placche di V5, V6. Lo strumento può essere disinserito dall'interruttore X4. Il potenziometro R22 regola lo zero dello strumento, mentre R10-C23 costituiscono un filtro per il disaccoppiamento delle tensioni di schermo. Chiudendo l'interruttore (di *stand-by*) X1, la tensione anodica fornita dall'alimentatore esterno è applicata al ricevitore; in parallelo all'interruttore X1 è connessa – sul retro del ricevitore – una coppia di morsetti per il comando remoto. Nelle Fig.14,15,16 sono riportate le curve di selettività misurate con filtro a quarzo escluso e filtro nella posizione di massima selettività, con le osservazioni seguenti.

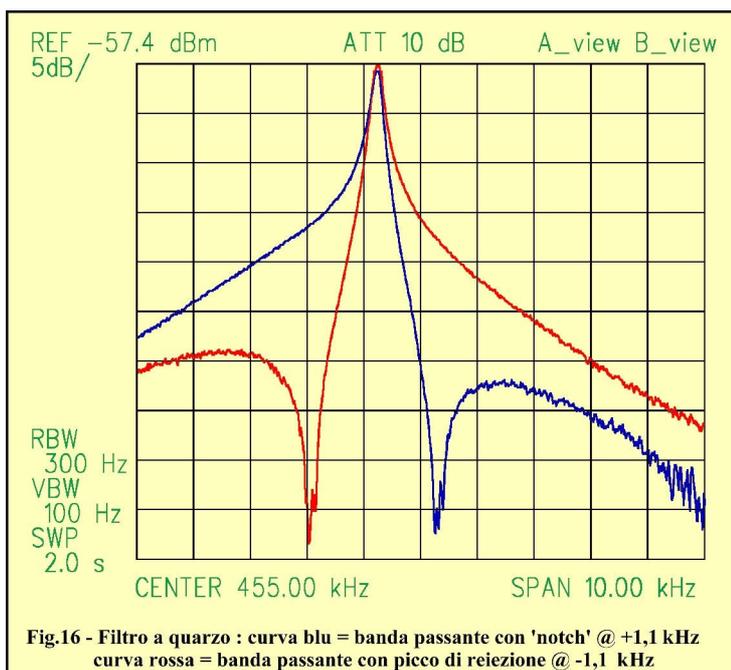
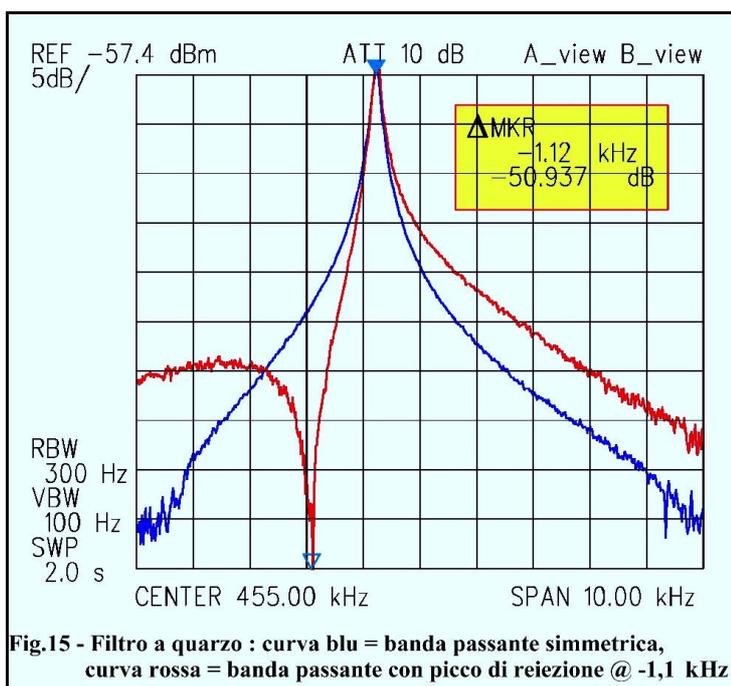


a) - Con il quarzo escluso, la larghezza della banda passante @-3dB vale 3,8kHz, risultando sufficiente per il traffico in AM ma inadeguata ai nostri giorni per un'altra ragione: lo scadente fattore di forma quale richiesto per discriminare i segnali nelle bande affollate o per la ricezione SSB, nel caso vengano introdotte le modifiche necessarie.(Fig.14) Ciò costituisce un limite anche per l'attenuazione fuori banda (*ultimate rejection*) del filtro a quarzo, costituito da un singolo risonatore. Per tale motivo l'inserzione di un modulo "plug-in" dotato di un filtro meccanico, ceramico o a quarzo ad elevato numero di risonatori consente un vantaggio sia per il traffico in AM/SSB che in telegrafia.

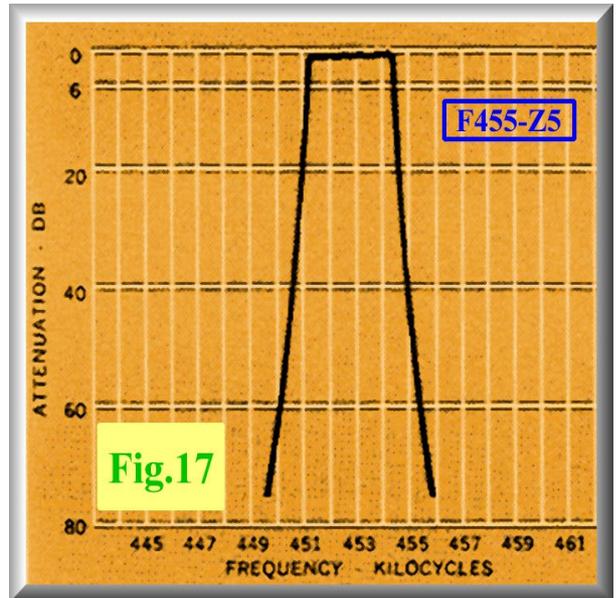
b) - La fig.15 illustra, sovrapposte, le risposte in frequenza del filtro a quarzo regolato per la massima selettività: con bilanciamento del condensatore *phasing* (curva blu) e con picco di reiezione

posizionato @ -1,1kHz dal centro-banda.(curva rossa) Il picco di reiezione (*notch*) supera i 50dB ma assume valori superiori per scostamenti più elevati. La banda passante misurata @-3dB vale 150Hz. Notevole il fatto che il posizionamento del picco di reiezione ad un solo kHz di scarto dal centrobanda non introduca contestualmente un'attenuazione del segnale utile, come avviene in tutti i ricevitori valvolari più moderni - incluso i Collins della *S-line* e Drake - oltre che in tutti quelli analogici a stato solido che ho avuto l'opportunità di provare.

c) - In Fig.16 osserviamo l'ottima simmetria nel posizionamento del picco di reiezione, ottenuta grazie all'impedenza di terminazione sia induttiva che capacitiva del quarzo. Questo grafico, evidenzia come l'**HRO-5TA1** sia un ricevitore particolarmente adatto per il CW, risultando valido ancor oggi a 70 anni dalla sua nascita. In tutti i casi osserviamo che, per l'apparecchio in esame, il quarzo risuona circa 1,8kHz più basso del valore nominale di 456kHz. Ciò deriva dalla tolleranza accettata dal costruttore.(contenuta entro 2kHz)



E' altresì evidente che l'inserzione di un filtro ad elevato numero di poli, centrato sulla frequenza del quarzo e con larghezza di banda di qualche chilociclo, incrementa la "ultimate rejection" al valore complessivo maggiore di 100dB, indipendentemente dalla posizione del picco di reiezione. Ove si desideri un filtro stretto per SSB (larghezza di banda : 2...3kHz) è necessario verificare la frequenza di lavoro del quarzo installato, al fine di scegliere quello con la banda passante centrata sulla frequenza di funzionamento del filtro a cristallo. Ad esempio, nel caso in esame risultano idonei i filtri meccanici per LSB della Collins, utilizzati in numerosi apparati e disponibili anche nel mercato del surplus a prezzi ragionevoli, come il modello F455-Z5.(Fig.17) o altri con banda più stretta.



6 – MODIFICA PER LA RICEZIONE SSB

L'adeguamento del ricevitore per la ricezione della SSB è stato perseguito dai radioamatori per tutti i modelli HRO, da quelli precedenti l'**HRO-5TA1** all'ultimo tipo con valvole.(HRO-60) Le soluzioni sono state molteplici, particolarmente per gli esemplari ricostruiti, attingendo dall'abbondante offerta di parti ed apparecchi del periodo bellico, disponibili sul mercato *surplus* inglese ed americano. La modifica adottata per l'apparecchio in esame è articolata in 3 parti:

- 1) **Stabilizzazione tensioni dell'Oscillatore Locale (Fig.18)**
- 2) **Rivelatore a prodotto e BFO (Fig.19)**
- 3) **Controllo Automatico del Guadagno e rete audio (Fig.20)**

La prima parte ricalca quanto fatto dalla National con il modello HRO-7, inserendo un tubo a scarica in gas (neon) tipo **OA2** che stabilizza a 150 V le tensioni di placca e griglia schermo della valvola 6J7 (V4) e la tensione di schermo della convertitrice 6K7. Le resistenze R5, R7, R44 del circuito originale sono eliminate ed è introdotta la resistenza **Rk1=5Kohm** che alimenta la stabilizzatrice.(vedere Fig.18) L'aggiunta della valvola stabilizzatrice presuppone l'inserimento di uno zoccolo miniatura posizionato in prossimità della valvola oscillatrice 6J7. Tale modifica meccanica era già presente nell'esemplare in esame. La corrente totale assorbita dal ricevitore aumenta di circa 10 mA, portandosi a 75...80mA, per effetto della corrente assorbita dal tubo OA2. Il circuito del rivelatore a prodotto invece è originale, nel senso che la funzione è svolta dalla medesima valvola dell'oscillatore di nota, con una separazione molto buona di questo dallo stadio rivelatore dell'AGC ed una commutazione automatica dal modo AM al modo CW/SSB. Con BFO inserito e guadagno RF massimo, il ricevitore funziona a piena sensibilità e la tensione AGC dipende unicamente dal livello del segnale presente all'ingresso d'antenna. Con riferimento al circuito di Fig.19, osserviamo che il segnale da demodulare è applicato alla griglia soppressore attraverso un partitore capacitivo costituito da **C33, Ck1**. Questa griglia risulta schermata dal segnale del BFO, essendo sia la placca sia la griglia schermo richiuse a massa da condensatori di grande valore, sicché il segnale accoppiato da C33 (1,5pF) al diodo rivelatore è tale da non produrre alcuna tensione sulla linea di controllo AGC.

In altre parole, il condensatore C33 che nel circuito originale trasferisce il segnale del BFO al diodo rivelatore sommandolo al segnale di Media Frequenza, assume un ruolo "inverso": trasferisce il segnale di Media frequenza da demodulare al rivelatore a prodotto\BFO, rimanendo isolato dal segnale generato da quest'ultimo.

Essendo la 6J7 un pentodo a bassa tensione d'interdizione (*sharp cutoff*), la tensione negativa sviluppata dalla corrente di griglia ai capi di R34, polarizza la valvola in classe "C", con angolo di circolazione della corrente anodica minore di 180°. Pertanto la 6J7 funziona come un interruttore con cadenza apertura-chiusura pari alla frequenza d'oscillazione, realizzando in tal modo la funzione di moltiplicatore analogico. La tensione audio d'uscita, prodotta dalla componente di Bassa Frequenza della corrente anodica che scorre in R23, è filtrata ed applicata alla griglia del primo stadio BF alla quale è connessa anche l'uscita del rivelatore per AM. Il filtro è costituito da Ck2, Ck3, Ck4, Ck5, Lk1, Lk2. Per il cablaggio, tutti i componenti del circuito originale sono utilizzati, con l'aggiunta di quelli con i valori indicati in rosso. La lista completa dei componenti National e relativi valori è riportata nel manuale d'uso del ricevitore. (Ref.7)

Il circuito della terza parte della modifica è riportato in Fig.20, ove con sfondo verde sono indicati i componenti aggiunti. La resistenza R13 ed il condensatore C13 sono sconnessi dal circuito secondario di T3 e collegati separatamente. Ciò al fine d'attenuare il segnale audio - del rivelatore d'ampiezza - inviato all'ingresso del primo stadio amplificatore di bassa frequenza. Al medesimo ingresso dell'amplificatore di BF è collegato anche il segnale demodulato dal rivelatore a prodotto. Essendo il guadagno di BF molto elevato, la soluzione proposta evita la commutazione dei segnali provenienti dai 2 rivelatori: ascoltando i segnali in AM è semplicemente necessario ruotare il potenziometro (R33) aumentando il volume. L'attenuazione data da Rk3, Rk4, Rk5 e Ck7, è adeguata per una buona qualità della ricezione SSB e può essere aumentata ulteriormente, riducendo il valore di Rk5.

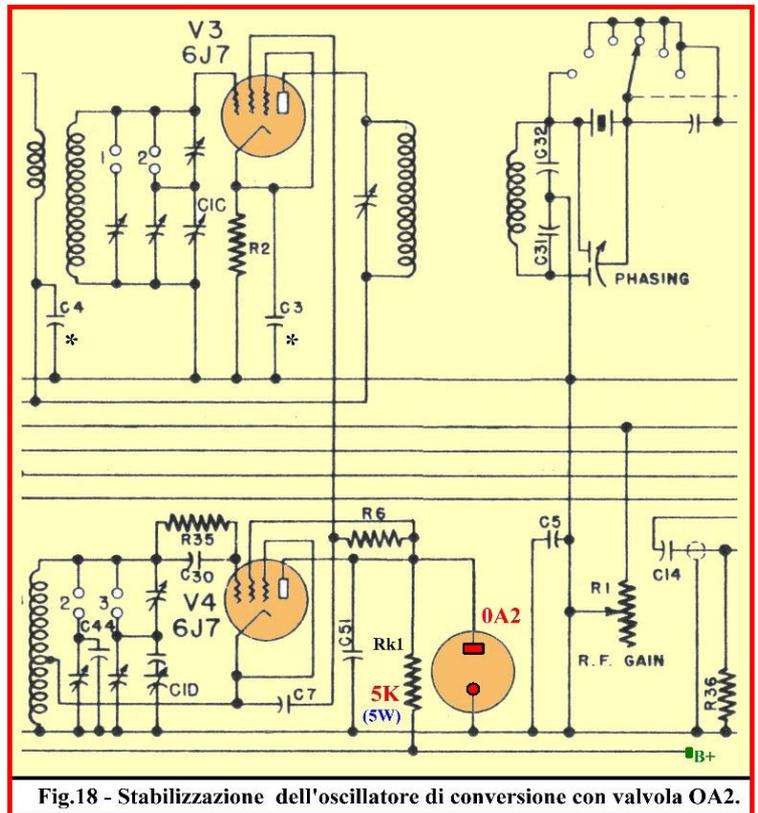


Fig.18 - Stabilizzazione dell'oscillatore di conversione con valvola OA2.

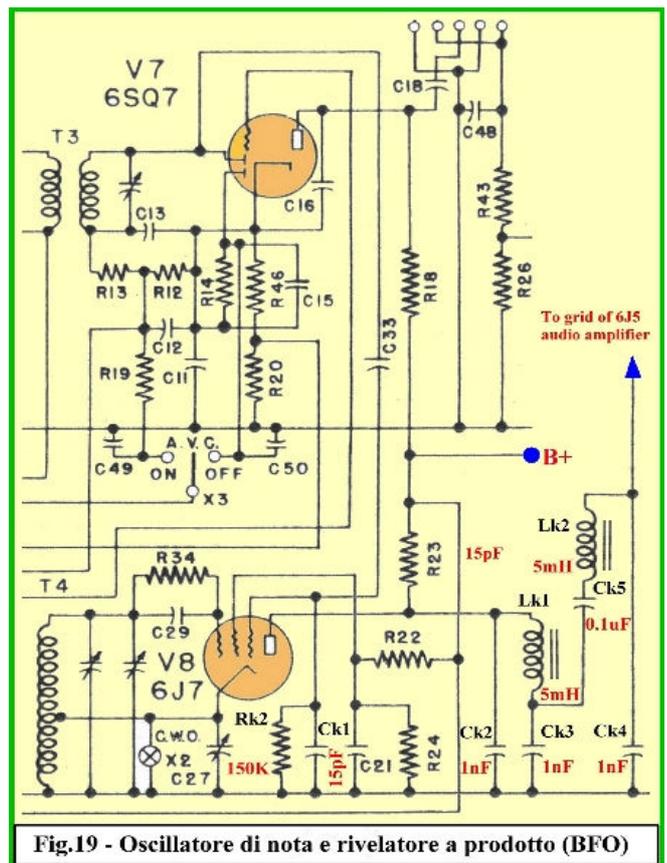
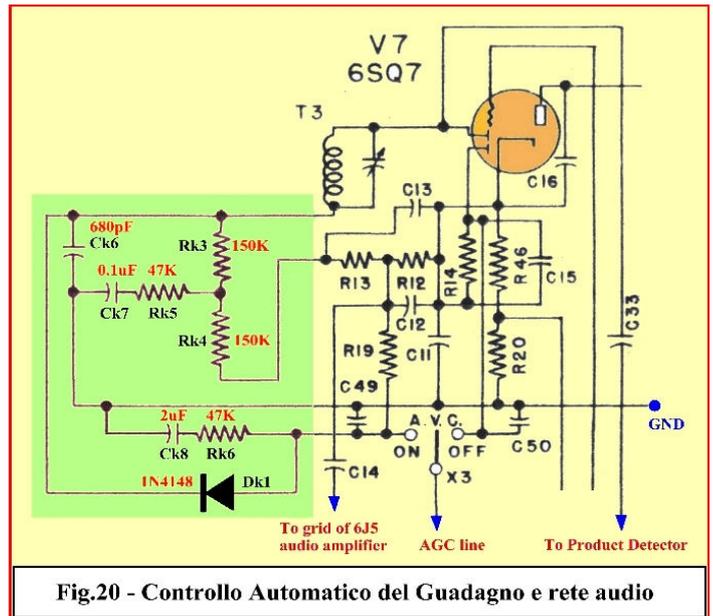


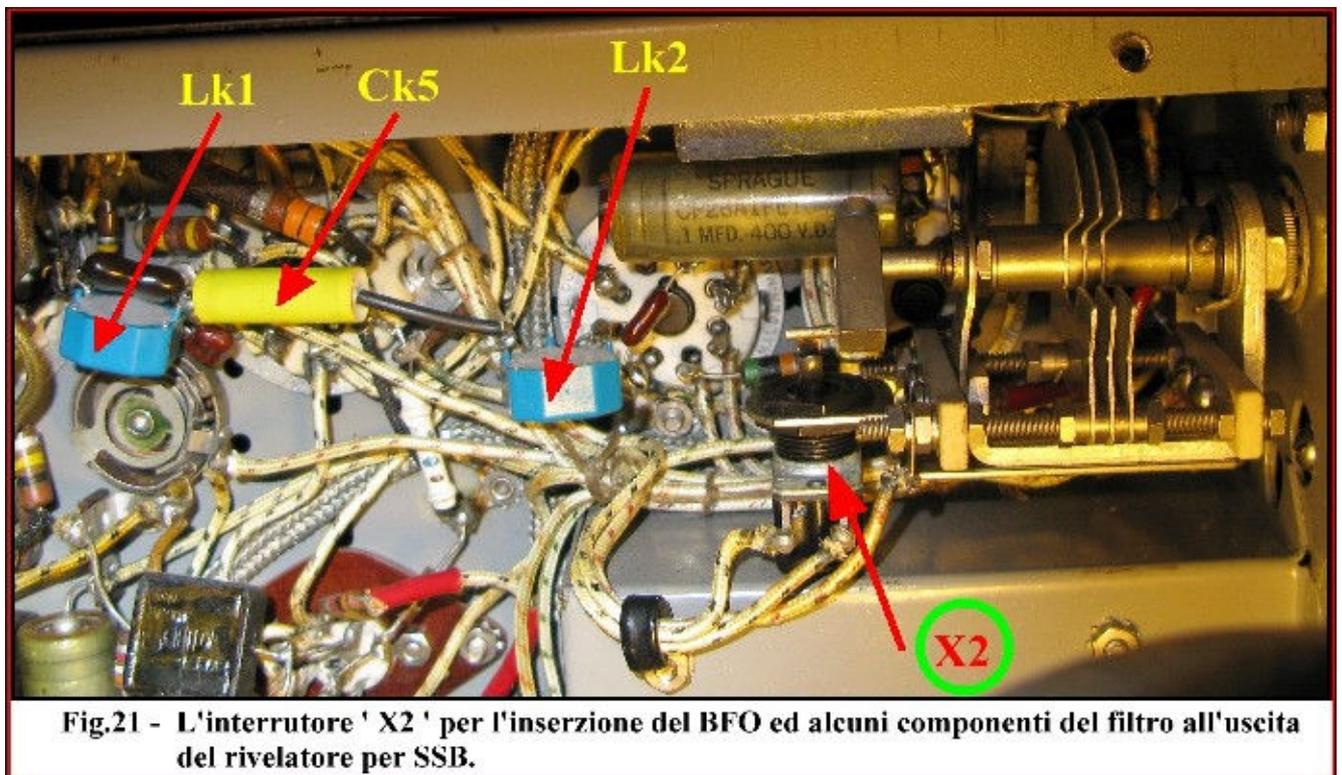
Fig.19 - Oscillatore di nota e rivelatore a prodotto (BFO)

Il ramo Dk1-Rk6 assicura un intervento rapido dell'AGC la cui costante di tempo al rilascio è regolata da Ck8. La costante di tempo dell'AGC può essere eventualmente modificata inserendo un interruttore o deviatore con un condensatore aggiuntivo, nel ritorno a massa del condensatore Ck8. Il diodo Dk1 - chiamato "diodo per il distacco" - separa la linea AGC nella fase di scarica di Ck8, per la ricezione "diversity" unitamente ad un secondo ricevitore: qualora questa funzione non sia richiesta è opportuno omettere questo diodo, sostituendolo con un cortocircuito.

Da segnalare che, ove si desideri separare completamente i segnali audio provenienti dai rivelatori AM e CW/SSB, sia possibile utilizzare il comando di fine corsa dell'oscillatore di nota, illustrato in Fig.21. Questo comando è costituito da una barretta, solidale con l'albero del condensatore variabile del BFO, che muove l'interruttore X2. Sostituendo l'interruttore originale con un deviatore a 2 vie e 2 posizioni, meccanicamente compatibile (o modificato all'uopo), si realizza la commutazione dei segnali audio e del BFO. Per la connessione dei segnali audio all'interruttore è richiesto l'uso di cavetto schermato per BF. In questo caso si omette l'inserzione dell'attenuatore e R13-C13 sono connessi direttamente a Dk1.



Per il ricevitore di questa nota, non ho ritenuto opportuno applicare questa variante che tuttavia rimane molto valida nei casi di completa ricostruzione dell'apparecchio partendo dal nudo telaio, pulito o meglio con un trattamento galvanico nuovo: cadmiatura o zincatura con passivazione. Per il montaggio delle parti aggiuntive è conveniente utilizzare stringhe d'ancoraggio, fissandole al telaio del ricevitore con le viti già presenti per altri componenti, come illustrato in Fig.22. In Tab.1 è riportato l'elenco completo dei componenti inseriti per la modifica proposta.



TAB.1	Componenti
Ck1	15 pF Ceramic
Ck2	1nF Silver mica
Ck3	1nF Silver mica
Ck4	1nF Silver mica
Ck5	0.1 uF Mylar
Ck6	680pF Silver mica
Ck7	0.1 uF Mylar
Ck8	2 uF Mylar
Lk1	5mH Toroid core
Lk2	5mH Toroid core
Rk1	5 ohm \ 5Watt
Rk2	150Kohm \ 0.5W
Rk3	150Kohm \ 0.5W
Rk4	150Kohm \ 0.5W
Rk5	47Khom \ 0.5W
Rk6	47Khom \ 0.5W
Dk1	1N4148

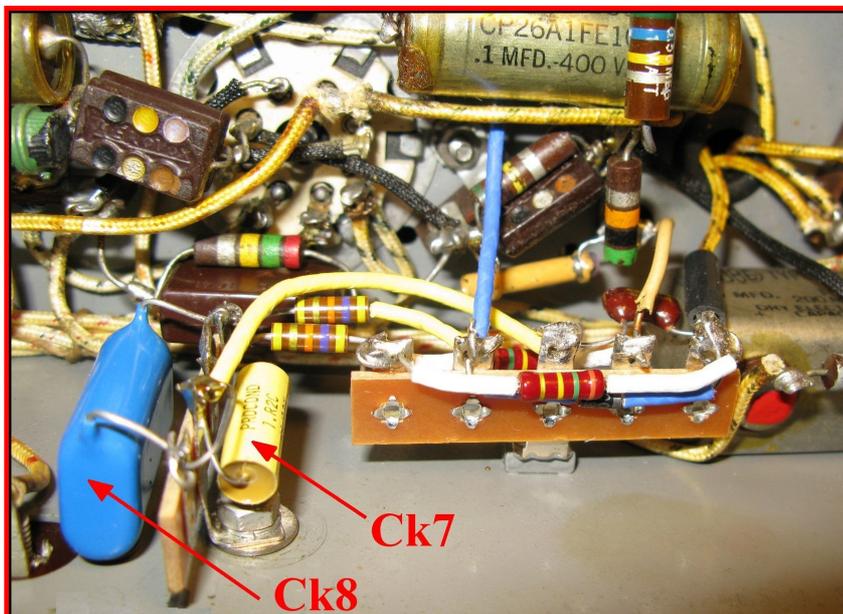


Fig.22 - I condensatori Ck7, Ck8 della rete AGC ed altri componenti aggiuntivi montati con stringhe di supporto.

7- SENSIBILITA', RUMORE E REIEZIONE IMMAGINE

Sono qui riportate alcune misure con 2 cassette standard predisposti per il funzionamento *bandspread* in 40metri e 10 metri.

- I livelli indicati nelle tabelle (2,3) sono relativi a potenza e tensione disponibili con impedenza caratteristica $Z_0=50$ ohm.
- Tutte le misure sono eseguite con il guadagno RF massimo e quelle del Fattore di Rumore e 'Minimum Detectable Signal' anche con AGC escluso.
- Il filtro a cristallo è regolato per la massima selettività e *phasing* bilanciato, quindi con banda passante simmetrica, come riportato in Fig.15.(curva blu, banda passante @-3dB=150Hz)

Per la misura del rumore è stato utilizzato uno strumento antico ma ancor oggi validissimo in HF: il generatore di rumore Rohde & Schwarz tipo SKTU.(Fig.23) Lo strumento, calibrato in unità "kTo" e Decibel di Cifra di Rumore, consente misure affidabili e ripetibili in modo semplice.(per cifre di rumore non bassissime, con errore contenuto entro circa $\pm 0,7$ dB) Rispetto alle apparecchiature più complesse (HP8970A ed Eaton 2075) che normalmente impiego in microonde, la misura con l'SKTU è condotta senza accedere all'interno del ricevitore. Lo strumento è collegato

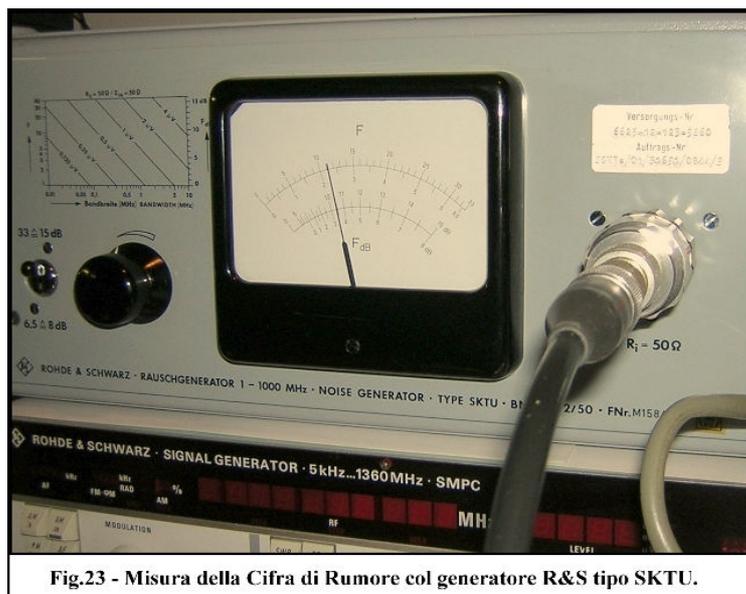


Fig.23 - Misura della Cifra di Rumore col generatore R&S tipo SKTU.

all'ingresso del ricevitore (in modo SSB/CW e AGC escluso) con l'uscita audio connessa ad un voltmetro per Bassa Frequenza preferibilmente a valore efficace (*true rms*) e scala relativa in Decibel.(nel mio caso HP339A) Col generatore di rumore posizionato a zero, si regola l'uscita audio del ricevitore ad un livello inferiore al massimo disponibile, per ottenere una comoda

indicazione del voltmetro.(ad esempio -6dB) E' molto importante che il ricevitore lavori ben lontano dal sovraccarico o da altri limiti di saturazione. Quindi, si aumenta gradualmente il livello d'uscita del generatore **SKTU** sino ad ottenere un aumento di 3dB nella lettura del voltmetro di BF.(ad esempio, si passa da -6dB a -3dB) L'aumento di 3dB del livello audio è dovuta al raddoppio della potenza equivalente totale di rumore all'ingresso del ricevitore. In altri termini, la potenza di rumore fornita dal generatore è uguale a quella propria del ricevitore e pertanto in queste condizioni il Fattore di rumore in unità "**KTo**" e/o la Cifra di Rumore in Decibel sono letti comodamente sulla scala calibrata dell'**SKTU**. Per una brevissima e semplificata trattazione del Fattore di Rumore si rimanda all'Appendice (1)

COIL SET 'C' : 7...7,3MHz

Con riferimento ai dati di Tab.2, osservazioni principali sono:

- L'elevata sensibilità e basso rumore misurati confermano la fama e supremazia che distinsero l'**HRO** per molti anni. La sensibilità in questa banda è sin eccessiva, sicché con attenuatore fisso di 15...20dB collegato all'ingresso d'antenna, otterremmo sia una sensibilità adeguata, sia un miglioramento dell'intermodulazione (punto di intercetta) di pari entità.
- In CW, lo scarto di 12dB dell'MDS con e senza il filtro a quarzo approssima il rapporto tra le bande passanti RF entro 2 dB. Infatti: $10\log(3830/150)=14\text{dB}$ (vedere Fig.14,15)
- La reiezione della frequenza immagine è buona, risultando ancor più elevata per il COIL SET "D" degli 80 metri ed altri per frequenze inferiori ma ridotta con il cassetto "A" dei 10 metri.
- Lo strumento *S-meter* è molto sensibile, con indicazione già con segnali inferiori al microvolt ed un'accentuata "compressione" dell'andamento per tensioni superiori ai 100microvolt. L'indicazione a fondo scala è raggiunta con segnale di 30 millivolt.(f.s. strumento = 9+40dB)

TAB 2		COIL SET C: Band Spread 7...7.3MHz		
		<i>Test Frequency = 7050 kHz</i>		
Parameter	Mode	XTAL Filter	Value	Units
MDS Minimum Detectable Signal	CW/SSB	off	-131	dBm
		on	-143	dBm
	AM (m=50%)	off	-120	dBm
R.F. input @ (S +N)/N=10dB	CW/SSB	off	0.2	µV
		on	0.06	µV
	AM (m=50%)	off	0.6	µV
Noise Factor	CW/SSB	/	9	KTo
Image Rejection	/	/	68	dB
R.F. input @ S-meter = S9	CW/SSB	off	30	µV
R.F. input @ S-meter = S1	CW/SSB	off	0.6	µV

COIL SET 'A' : 28...30MHz

Con riferimento ai dati di Tab.3, osservazioni principali sono:

- In 10 metri, a confronto con i 40m, notiamo un calo della sensibilità di circa 6 dB e soprattutto un modesto valore della reiezione immagine. Questo ultimo è un risultato atteso poiché i 3 risonatori degli stadi RF lavorano 2 ottave più in alto e con medesimo scarto della frequenza immagine. Pertanto, a parità di Q ogni risonatore contribuisce 6dB\ottava e rispetto i 40metri abbiamo una riduzione totale di $3 \times 2 \times 6 = 36\text{dB}$.
- La modesta soppressione della risposta immagine in termini pratici è meno grave di quanto appare. Rispetto a tutti gli altri, l'oscillatore del Coil Set "A" opera a frequenza più alta di quella d'ingresso, sicché l'immagine copre parzialmente il segmento alto della banda radiantistica, ove generalmente non vi sono segnali intensi.(i.e. 28.9....30.9MHz)
- Applicando il medesimo criterio, in 14MHz dobbiamo attenderci una soppressione immagine di circa 50dB.
- E' stato verificato che introducendo un trasformatore d'impedenza con rapporto 1:4 all'ingresso d'antenna la sensibilità migliora di 1...2dB. Tuttavia per un miglioramento radicale del Fattore di Rumore, è necessario impiegare nel primo stadio RF un tubo migliore della 6K7. I nostri colleghi d'Oltreoceano hanno sviluppato molte soluzioni impiegando tetrodi a basso rumore, come la 6FV6, originalmente concepiti per applicazioni VHF nei sintonizzatori TV. Personalmente non condivido questa scelta perché trattasi di un tubo *sharp cutoff*, che richiede una parzializzazione della tensione AGC ed ha scarsa resistenza all'intermodulazione. In alternativa consiglieri la EF805S.
- Poiché la National non ha prodotto un cassetto con *bandspread* per i 21MHz, molti OM se lo sono costruito attingendo le parti dai cassette "A" e "B" recuperati nel mercato *surplus* e dotandolo anche del grafico di lettura della frequenza. Discorso analogo vale per la banda dei 160 metri.

TAB 3		COIL SET A: Band Spread 28...30MHz		
Test Frequency =28500 kHz				
Parameter	Mode	XTAL Filter	Value	Units
MDS Minimum Detectable Signal	CW/SSB	off	-125	dBm
		on	-138	dBm
	AM (m=50%)	off	-115	dBm
R.F. input @ (S +N)/N=10dB	CW/SSB	off	0.35	μV
		on	0.1	μV
	AM (m=50%)	off	1,2	μV
Noise Factor	CW/SSB	/	25	KT _o
Image Rejection	/	/	30	dB
R.F. input @ S-meter = S9	CW/SSB	off	60	μV
R.F. input @ S-meter = S1	CW/SSB	off	2	μV

8 – L’HRO NATIONAL: OGGI E DOMANI

La valenza radiantistica, e sul piano culturale, dell’HRO ha radici nel passato, ma si proietta egualmente nel futuro, almeno per i pochi che verosimilmente saranno, al tempo, ancora veri radioamatori. E’ sufficiente considerare che l’HRO è l’unico ricevitore ricostruito o ricondizionato in grande quantità da migliaia d’appassionati in tutto il mondo e questa attività è ancora oggi in essere, favorita sia dal progressivo impoverimento e/o annichilimento di molti filoni storici del radiantismo, sia dalla ancora abbondante disponibilità di parti e ricevitori, particolarmente in U.K. e Stati Uniti, a costi contenuti. Per questo lavoro non vi sono ostacoli insormontabili né è richiesta una specifica conoscenza tecnica, ma semplicemente la voglia di fare e la curiosità di misurarsi, con gli altri e con se stessi, per un ampio ventaglio d’attività pratiche e conoscenze. La maggioranza degli apparecchi, alienati da privati o fonti di *surplus* per pochi Euro, non è funzionante e possiamo tranquillamente definirli rottami. Ciò depone a favore di prezzi stracciati, sicché possiamo acquisire 2 o 3 esemplari per l’opera di ricostruzione totale di un ricevitore, integrandoli con le parti necessarie - molte di provenienza JAMES MILLEN - disponibili anche nuove, nelle confezioni originali. L’HRO ai nostri giorni non è presente solo nel collezionismo o per esposizione: lo troviamo nelle stazioni *vintage* per il traffico in CW o SSB sulle bande basse, o nei *net* in Modulazione d’Ampiezza in 10 metri (@29100kz) in unione a trasmettitori d’epoca. Coloro che impiegano apparecchiature moderne storceranno il naso ma questi, a grande maggioranza, appartengono alla folta schiera di ‘utenti’ per un’attività di svago e divertimento, trovandosi all’ultimo anello di una catena di dipendenza tecnologica e ben lontani da attività di arricchimento culturale. Altri OM invece, hanno preso coscienza di questa deriva e perseguono - anche in settori diversi - un obiettivo che possiamo sintetizzare in poche parole:

"Riappropriarsi del ruolo, ponendo al centro dell'attività radiantistica la propria persona per lo sviluppo ed accrescimento delle proprie capacità intellettuali e manuali"



Fig.24 - Il mio HRO-5TA1 ricondizionato ad antico splendore: è la versione preferita.

L’HRO si è già ritagliato un pezzo di storia del futuro e fra 50 o cento anni sarà ancora funzionante, tarabile e riparabile a livello radiantistico: non altrettanto possiamo affermare per tutti gli apparati moderni incluso quelli professionali che, molto tempo prima, cesseranno in modo irreversibile la loro esistenza. La concezione originale e le prestazioni in anticipo sui tempi dell’HRO resteranno per sempre un esempio d’eccellenza ed originalità conseguito con l’impegno e genialità da due uomini: un radioamatore, James Millen (W1HX) ed un professionista di primo livello Herbert Hoover jr.

APPENDICE 1

Fattore di rumore e misura

L'argomento è trattato in modo semplificato al fine di renderne comprensibile gli aspetti salienti anche ai radioamatori neofiti e/o non dotati d'esperienza specifica.

(Argomento tratto da Conferenze tenute dall'autore e dalle Ref.2, Ref.11)

Il Fattore di Rumore "F" di un ricevitore, così come per qualsiasi quadripolo lineare attivo o passivo, è definito da un numero dato dal rapporto tra 2 rapporti ovvero tra il rapporto del segnale/rumore (Si/Ni) del segnale (Si) all'ingresso del ricevitore e quello presente all'uscita (So/No):

$$F = (Si/Ni) / (So/No) \quad (1a)$$

La potenza di rumore all'ingresso (Ni) assunta come riferimento è quella associata al rumore termico della resistenza della sorgente (del segnale) alla temperatura ambiente "To", espressa in valore assoluto: To=290 Kelvin. La potenza di riferimento vale:

$$Ni = kToB = (-174dBm/Hz) \times B \quad (2a)$$

ove (k) è la costante di Boltzmann:

$$k = 1,3807 \times 10^{-16} \text{ erg K}^{-1} = 1.3807 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1} \quad (3a)$$

(B) è la larghezza di banda.(in Hertz) Pertanto questa potenza rappresenta la soglia di rumore naturale alla temperatura ambiente che, con larghezza di banda unitaria, vale -174 dBm. Il rapporto tra il segnale d'uscita e quello d'ingresso So/Si rappresenta il guadagno. Pertanto chiamando G=So/Si il guadagno del ricevitore (o del quadripolo generico) l'espressione precedente (1a) può essere riscritta:

$$F = No / (G \times kToB) \quad (4a)$$

Se il ricevitore fosse ideale – in altre parole senza alcun contributo aggiuntivo al rumore naturale della resistenza della sorgente del segnale d'ingresso - avremmo che il rumore presente all'uscita diviso per il guadagno sarebbe No/G= kToB e l'espressione precedente assumerebbe valore F=1.

In un ricevitore non ideale (No/G) rappresenta il livello di rumore equivalente totale presente all'ingresso del ricevitore e pertanto la (3a) può essere riscritta:

$$F = n \times kToB / kToB = n \times kTo/kTo \quad (5a)$$

Quindi la potenza di rumore per 1 Hz di banda passante d'un ricevitore non ideale può essere espressa - indipendentemente dalla larghezza di banda del medesimo - come "n" volte la potenza di riferimento, ovvero:

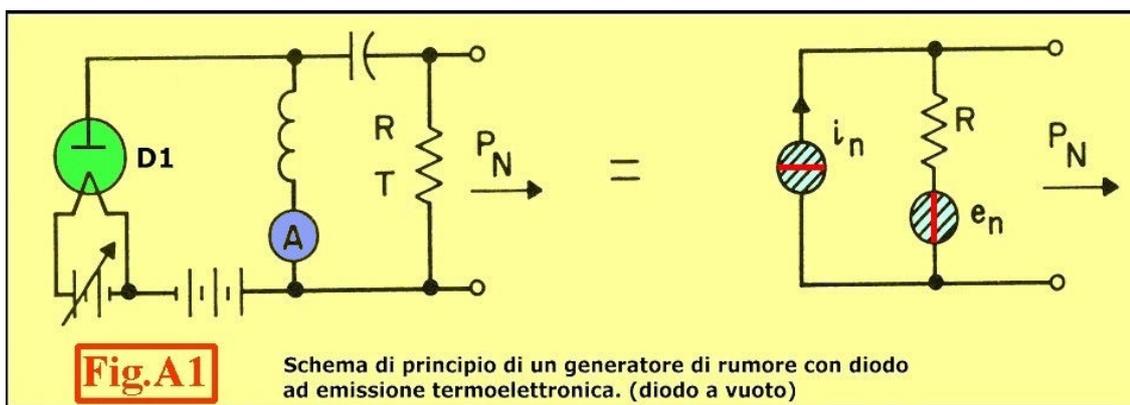
quante unità "kTo" vale la potenza di rumore totale presente all'ingresso del ricevitore

Il numero "n" è pertanto coincidente col Fattore di Rumore "F" essendo questo semplicemente il valore di "No/G" normalizzato alla potenza di riferimento "kTo". (vedi 4a) Il Fattore di Rumore "F" è un numero puro ed in forma logaritmica è chiamato **Cifra di Rumore (Noise Figure)**:

$$NF = 10 \log F \quad (6a)$$

La caratterizzazione delle prestazioni di sensibilità dei sistemi (radio, radar etc.) con l'indicazione della potenza di rumore equivalente presente all'ingresso - ovvero in unità "kTo" - è stata sempre una peculiarità delle apparecchiature tedesche sin dagli anni '30, forse anche per la tradizione ed i metodi derivati dalla fisica teorica di fine '800 inizio '900 scorso.

Alternativamente, nelle applicazioni ove sono richieste cifre di rumore bassissime, come ad esempio nelle comunicazioni spaziali o nelle applicazioni scientifiche quali la radioastronomia, la sensibilità dei sistemi è generalmente valutata in termini di **Temperatura equivalente (o d'eccesso) di rumore "Te"**: sull'argomento si rimanda alla letteratura specializzata.(Ref.9) Diversi sono i generatori di rumore usati nelle misure pratiche degli apparati: semiconduttori, tubi a vuoto, tubi a gas, resistenze ad alta e bassa temperatura etc. In Fig.A1 è illustrato lo schema di principio di un generatore di rumore con diodo a vuoto che funziona in condizioni di saturazione, ovvero con la corrente limitata solo dalla temperatura del catodo e quindi in assenza di carica spaziale: tale sorgente di rumore è utilizzabile anche ai nostri giorni con buona precisione sino alle bande VHF/UHF. Il diodo D1 - tipo 5722, costruito dalla Sylvania - è ancora oggi reperibile sul mercato del *surplus*.



Il diodo equivale ad un generatore di corrente ("in") che caricato su una resistenza (R) presenta una potenza di rumore disponibile pari a quella generata dalla corrente anodica sommata a quella propria della resistenza. Questa potenza vale:

$$P_{av} = kB(5800IR + T) \quad (7a)$$

ove:

I = corrente anodica del diodo in Ampere

R = resistenza di chiusura (posta in parallelo al diodo) in ohm (generalmente 50, 60 o 75 ohm)

T = la temperatura assoluta cui si trova la resistenza di chiusura **R**
(generalmente prossima a 290 Kelvin , ovvero pari a **To**)

B = Banda passante considerata

Le sorgenti di rumore sono spesso caratterizzate in termini di **ENR**: "*Excess Noise Ratio*" Questo parametro esprime il rapporto tra la potenza di rumore disponibile in eccesso a **kToB** ed il valore **kToB**. Dalla (7a) con **T=To** abbiamo che:

$$ENR = (kB(5800IR + T) - kToB) / kToB = 20IR \quad (8a)$$

I generatori con diodo a vuoto hanno il vantaggio che la potenza di rumore in uscita può essere regolata con continuità variando la corrente continua che scorre tra catodo e anodo. Poiché il diodo opera nella regione di saturazione, la regolazione è convenientemente ottenuta variando la temperatura del catodo, con la variazione dalla tensione d'alimentazione del filamento come, ad esempio, per il generatore Rohde & Schwarz tipo **SKTU**.

Il generatore **SKTU** ha due gamme di regolazione con due valori di fondo scala: 6,5 KTo e 33 KTo. (N.F.=8 dB e 15 dB) In Fig.A2 osserviamo che le due scale superiori (F) sono lineari ed indicano le unità "kTo" della potenza di rumore erogata: ciò perché il milliamperometro è direttamente pilotato dalla corrente anodica che scorre nel diodo. Le scale inferiori hanno invece andamento logaritmico essendo il valore corrispondente della cifra di rumore NF. Il valore del fattore di rumore **F** o della cifra di rumore **NF**, indicato dallo strumento, è ottenuto allorquando la potenza di rumore erogata dall'**SKTU** eguaglia quella propria del quadripolo misurato. (preamplificatore, ricevitore, convertitore etc.) Osserviamo che $F=2KTo$ corrispondono ad una cifra di rumore N.F.=3dB, $4KTo=6dB$, $10KTo=10dB$, come dato dalla espressione (6a).

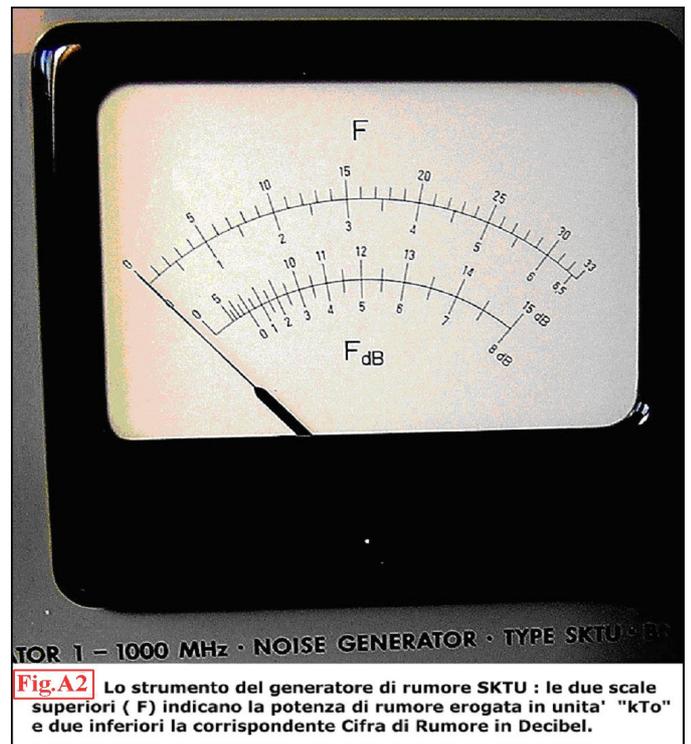


Fig.A2 Lo strumento del generatore di rumore SKTU : le due scale superiori (F) indicano la potenza di rumore erogata in unita' "kTo" e due inferiori la corrispondente Cifra di Rumore in Decibel.

I generatori di rumore con diodo a vuoto sono utilizzabili sino alle UHF ed il limite in frequenza è dato dalla capacità d'uscita e dal tempo di transito degli elettroni dal catodo all'anodo. Ancora oggi questi generatori possono essere autocostruiti dai radioamatori interessati alla sperimentazione, così come negli anni '50 e '60 facevano gli OM che si dedicavano alle VHF/UHF, per valutare la Cifra di Rumore delle autocostruzioni e che certamente non disponevano dell'abbondante offerta di strumenti usati quale abbiamo oggi. Tali esperienze hanno validità ancor oggi: se siamo interessati solo alle HF e VHF, impiegando il diodo 5722 possiamo realizzare un generatore di rumore calibrato senza ricorrere a costruzioni complicate ed a costi assai contenuti. Un eccellente misuratore di Cifra di Rumore con il diodo 5722 è riportato in tutti gli "Handbooks" degli anni '60 e '70 (Ref.10): è una semplice costruzione che può essere riprodotta anche ai nostri giorni, senza l'ausilio di costosa strumentazione.

Bibliografia

- 1) "Il circuito AGC del ricevitore EK07" I2SG - Radio Rivista 12/2003.
- 2) "Ricevitore Collins 75S-1" I2SG - Radio Rivista 2/2005, 3/2005, 5/2005.
- 3) "Ricevitore Collins 75A-3, Riscoperta ed aggiornamento di un famoso RX" I2SG - Radio Kit - 4/2006, 5/2006, 6/2006.
- 4) "Die deutschen Funknachrichtenanlagen bis 1945" (Band 2: Der zweite Weltkrieg) Friz Trenkle - Telefunken Systemtechnik GmbH - Ulm - 1990.
- 5) "KurzWellen Empfänger Funk 745 E 309 a,b" Siemens & Halske.
- 6) "Communications Receivers" U.Rohde - McGraw-Hill.
- 7) "The BoatAnchor Manual Archive" <ftp://bama.sbc.edu/downloads/national/hro/HRO.pdf>.
- 8) "Collins Torsional Mechanical Filters" Rockwell Collins catalog. (<http://www.rockwellcollins.com/about/additionalproducts/collinsfilters>)
- 9) "Noise Performances factor in communications system" W.W. Mumford , E.H. Scheibe - Horizon House - Microwave , Inc . Dedham, Massachusetts.
- 10) "The radio amateur's handbook" (ARRL , 1964) The Diode Noise Generators (pag.528...530)
- 11) "Compendium UHF e Microonde" I2SG - Stampato in proprio a cura dell'autore - Ediz.8/2001.
- 12) "How Vacuum Tubes Really Work" John Harper (<http://www.john-a-harper.com/tubes201/>)